

W. SOROKINE

AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN

CIRCUITS OSCILLANTS. BOBINAGES

STRUCTURE DES DIFFERENTS ETAGES

PIECES DETACHEES

TUBES RADIO

SOURCES D'ALIMENTATION

SOCIÉTÉ DES EDITIONS RADIO - PARIS

POUR RESTER « A LA PAGE », Lisez

TOUTE LA RADIO

Revue mensuelle de technique
expliquée et appliquée
Fondée en 1934

DIRECTEUR : E. AISBERG

Réputée dans le monde entier comme la principale revue technique française de radio, TOUTE LA RADIO tient ses lecteurs au courant de tous les progrès de l'électronique, des télécommunications et de la télévision. Rédigée par une élite de techniciens, elle s'adresse à tous les spécialistes de la radio.

LE N^o NUMÉRO : **2,70 NF**

TÉLÉVISION

Magazine mensuel fondé en 1939

DIRECTEUR : E. AISBERG

Théorie et pratique de la nouvelle technique de la transmission des images et ses développements les plus récents dans le monde. Réalisation des récepteurs de télévision et des appareils de mesure correspondants. Conseils pour la mise au point et le dépannage des téléviseurs. Confection des bobinages. Revue de la presse étrangère spécialisée. Examen de nouvelles pièces détachées.

LE NUMÉRO : **1,80 NF**

R A D I O CONSTRUCTEUR ET DÉPANNEUR

Revue mensuelle
de pratique radioélectrique
Fondée en 1937

Rédacteur en Chef : W. SOROKINE

C'est la revue des techniciens, dépanneurs et agents techniques. Dans chaque numéro, elle publie de nombreux montages de récepteurs, amplificateurs, appareils de mesure, émetteurs, etc., avec schémas, photographies et plans de câblage rendant leur réalisation aisée. Abondante documentation pratique et études de perfectionnement instructives.

LE NUMÉRO : **1,80 NF**

ÉLECTRONIQUE INDUSTRIELLE

Revue mensuelle
de technique moderne
destinée aux promoteurs
et aux utilisateurs des
méthodes et appareils
électroniques.

Toutes les applications
de l'électronique
à tous les domaines de l'industrie.

LE NUMÉRO : **3,90 NF**

Nos revues n'étant mises en vente que chez certains libraires ou marchands de journaux, le meilleur moyen de s'en assurer le service est de souscrire un abonnement. — Conditions et bulletin adressés sur demande.

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob — PARIS-6^e

Téléphone : ODÉON 13.65

C.C.P. Paris 1164-34

AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN

DU MÊME AUTEUR, AUX MÊMES ÉDITIONS

- **Alignement des récepteurs radio.**
- **Bases du dépannage (deux tomes).**
- **Blocs d'accord 54 (épuisé).**
- **Formulaire de la radio.**
- **500 pannes.**
- **Radiorécepteurs à piles et à alimentation mixte.**
- **Schémathèque (album annuel).**
- **Le dépistage des pannes TV par la mire.**
- **150 pannes TV.**



W. SOROKINE

AIDE-MÉMOIRE DU RADIOTECHNICIEN



Circuits oscillants
Bobinages
Schémas-types
Pièces détachées
Tubes radio
Alimentations



SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, rue Jacob, PARIS-6^e

Tous droits de reproduction réservés
© Editions Radio, Paris

Imprimerie Marcel Bon, Vesoul
Dépôt légal 3^e trimestre 1960
N° Editeur: 283 – N° Imprimeur: 486

PRÉFACE

UN dépanneur ou un technicien ont constamment besoin de renseignements précis sur telle ou telle pièce, tel ou tel montage. Bien entendu, on peut trouver dans tous les ouvrages techniques des données théoriques, accompagnées de développements mathématiques plus ou moins longs, mais la portée exacte et l'application immédiate de ces considérations savantes échappent trop souvent à quiconque n'a pas une grande habitude du calcul.

De plus, ce que nous cherchons la plupart du temps, c'est un nombre, un ordre de grandeur, dont nous avons besoin immédiatement pour un travail déterminé. Feuilletter plusieurs ouvrages pour trouver ce renseignement, se livrer à un calcul plus ou moins long pour l'adapter à notre cas particulier, constitue toujours une perte de temps.

Ce volume a été conçu dans un esprit essentiellement pratique et inspiré aussi bien par l'expérience personnelle que par des questions posées par des lecteurs ou correspondants. La théorie a été réduite, par conséquent, au strict minimum, et nous dirons même qu'il s'agit beaucoup plus de la mise au point des notions que chacun possède que de la théorie proprement dite.

Par contre, une très large place a été laissée aux données pratiques et aux tableaux fournissant immédiatement des chiffres, sans que le lecteur ait besoin de calculer quoi que ce soit.

Nous avons estimé utile et même indispensable d'insister tout particulièrement sur les caractéristiques et les courbes des lampes et sur leur utilisation. En effet, la nécessité de connaître les conditions exactes de fonctionnement d'un tube dans telle ou telle circonstance pose tous les jours des problèmes variés à tout technicien. Or, les recueils des caractéristiques dont chacun dispose ne peuvent pas répondre à toutes ces questions, car le plus souvent on n'y mentionne qu'un seul cas d'utilisation qui, comme par hasard, n'a rien à voir avec ce que nous voulons faire.

En un mot, nous avons voulu créer une sorte de « handbook » à l'usage de radiotechniciens, un outil de travail qui, nous l'espérons, rendra à tous des services précieux.

W.S.

CHAPITRE I

GÉNÉRALITÉS

I. — Longueurs d'onde et fréquences

Pour transmettre les signaux de radio, on utilise les oscillations électromagnétiques qui se propagent, dans le vide, avec la vitesse de :

300 000 000 mètres par seconde (m/s), ce qui correspond à 300 000 km/s.

Les oscillations électromagnétiques sont caractérisées par leur *fréquence* et leur *longueur d'onde*.

L'unité de fréquence (f) est le *hertz* (Hz), qui correspond à *une* période d'oscillation par seconde (p/s). Par conséquent,

$$1 \text{ Hz} = 1 \text{ p/s} .$$

Les unités dérivées (multiples) du hertz sont : *kilohertz* (kHz) et *mégahertz* (MHz)

$$1 \text{ kHz} = 1000 \text{ Hz} = 10^3 \text{ Hz} ;$$

$$1 \text{ MHz} = 1\,000\,000 \text{ Hz} = 10^6 \text{ Hz} = 1000 \text{ kHz} = 10^3 \text{ kHz}.$$

L'unité de longueur d'onde (λ) est le *mètre*. Les longueurs d'onde supérieures au mètre sont exprimées en centaines et en milliers de mètres ; les longueurs d'onde inférieures au mètre sont exprimées en *décimètres* (dm), *centimètres* (cm), *millimètres* (mm), *microns* (μ), *angströms* (Å) et *ixes* (X).

$$1 \text{ dm} = 10^{-1} \text{ m} ;$$

$$1 \text{ cm} = 10^{-2} \text{ m} ;$$

$$1 \text{ mm} = 10^{-3} \text{ m} ;$$

$$1 \mu = 10^{-6} \text{ m} ;$$

$$1 \text{ Å} = 10^{-10} \text{ m} ;$$

$$1 \text{ X} = 10^{-13} \text{ m}.$$

Actuellement, le spectre des oscillations électromagnétiques plus ou moins étudié et connu s'étend, approximativement, de 10 000 Hz à $3 \cdot 10^{15}$ MHz, soit, en longueurs d'onde, de 30 000 m à 1 X. Cette étendue comprend un certain nombre de bandes plus particulièrement connues et utilisées et qui sont :

$f = 1.10^2$ kHz à 1.10^4 MHz (3 000 m à 3 cm). Fréquences utilisées en radiodiffusion et télécommunications ;

$f = 3.10^6$ MHz à 4.10^8 MHz (100μ à $0,75 \mu$). Fréquences correspondant aux rayons infra-rouges ;

$f = 4.10^8$ MHz à 8.10^8 MHz ($0,75 \mu$ à $0,375 \mu$). Fréquences correspondant aux rayons lumineux visibles ;

$f = 8.10^8$ MHz à 6.10^{10} MHz ($0,375 \mu$ à $0,005 \mu$). Rayons ultra-violet ;

$f = 6.10^{10}$ MHz à $7,5.10^{13}$ MHz ($0,005 \mu$ à $0,4 \text{ \AA}$). Rayons X ;

$f = 3.10^{14}$ MHz à 3.10^{15} MHz (10 X à 1 X). Rayons γ (gamma).

Les limites des bandes ci-dessus sont indiquées, bien entendu, d'une façon approximative, car il n'existe nulle part de limite bien définie.

Le domaine des oscillations électromagnétiques utilisées pour la radio-diffusion et les télécommunications peut être, à son tour, subdivisé en un certain nombre de bandes, qui sont :

Grandes ondes (G.O.) : $f = 150$ à $428,6$ kHz (2 000 à 700 m) ;

Moyennes ou petites ondes (P.O.) : $f = 545$ à $1\,600$ kHz (550 à 187,5 m) ;

Ondes courtes (O.C.) : $f = 3,75$ à 30 MHz (80 à 10 m) ;

Ondes ultra-courtes (O.U.C.) : $f = 30$ à 300 MHz (10 à 1 m) ;

Ondes décimétriques et centimétriques : $f = 300$ à $30\,000$ MHz (1 m à 1 cm).

Cette division est également assez arbitraire.

La longueur d'onde λ , la fréquence f et la vitesse V de propagation des oscillations électromagnétiques sont liées par les relations suivantes :

$$\lambda = \frac{V}{f} \quad \text{ou} \quad f = \frac{V}{\lambda}.$$

Etant donné que la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques est $V = 300\,000\,000$ m/s, nous avons

$$\lambda (m) = \frac{300\,000\,000}{f (Hz)} \quad \text{ou} \quad f (Hz) = \frac{300\,000\,000}{\lambda (m)}.$$

Si nous voulons obtenir la fréquence en kHz, nous devons exprimer V en km/s, ce qui nous donne :

$$\lambda (m) = \frac{300\,000}{f (kHz)} \quad \text{ou} \quad f (kHz) = \frac{300\,000}{\lambda (m)}.$$

Parfois il est commode d'obtenir la fréquence en MHz, ce qui conduit aux relations :

$$\lambda (m) = \frac{300}{f (MHz)} \quad \text{ou} \quad f (MHz) = \frac{300}{\lambda (m)}.$$

2. — Coefficient de self-induction

Le courant électrique, traversant un conducteur, crée autour de ce conducteur un champ magnétique que l'on représente, conventionnellement, sous forme d'un certain nombre de lignes de force. Le champ magnétique possède une certaine réserve d'énergie, créée par le travail du courant qui engendre ce champ.

Le courant continu traversant un conducteur, crée autour de ce conducteur un champ magnétique constant.

Toute modification de l'intensité du courant dans le conducteur provoque une modification correspondante de la valeur du champ magnétique, qui devient plus intense lorsque le courant augmente, et décroît lorsque le courant diminue.

Le courant alternatif provoque, autour du conducteur qu'il traverse, l'apparition d'un champ magnétique également alternatif, c'est-à-dire variable. Les variations de ce champ suivent fidèlement les variations du courant : le champ augmente, passe par un maximum, diminue, s'annule et recommence à croître, mais avec le signe opposé.

Lorsque le champ magnétique varie, augmente ou diminue, ses lignes de force ne coupent pas seulement le conducteur qui engendre ce champ, mais aussi des conducteurs voisins, où elles provoquent la naissance d'une force électromotrice.

La naissance, dans le conducteur lui-même, d'une force électromotrice supplémentaire, provoquée par les variations du courant qui traverse ce conducteur, porte le nom de *self-induction*. La force électromotrice ainsi engendrée s'appelle *f.e.m. de self-induction*. La propriété d'un conducteur, siège d'un courant, de provoquer le phénomène de self-induction, est caractérisée par son *coefficient de self-induction*.

Pour définir quantitativement le coefficient de self-induction on emploie une unité spéciale : le *henry* (H).

On dit que le coefficient de self-induction d'un conducteur est de 1 henry lorsqu'une variation de courant, traversant ce conducteur, de 1 ampère en 1 seconde provoque l'apparition d'une f.e.m. de self-induction de 1 volt.

En radiotechnique, on rencontre le plus souvent des coefficients de self-induction nettement moindres, de l'ordre de millihenry (mH) ou microhenry (μ H) :

$$\begin{aligned} 1 \text{ mH} &= 1.10^{-3} \text{ H} ; \\ 1 \mu\text{H} &= 1.10^{-6} \text{ H} . \end{aligned}$$

La f.e.m. de self-induction qui prend naissance dans un conducteur s'oppose à la variation du courant qui la provoque.

Lorsque le courant inducteur diminue, le signe de la f.e.m. de self-induction est le même que celui de la f.e.m. inductrice, ce qui fait que la f.e.m. de self-induction provoque l'apparition d'un courant de même sens que le courant inducteur et s'oppose à sa diminution.

Lorsque le courant inducteur augmente, la f.e.m. de self-induction a un sens tel que le courant qu'elle provoque s'oppose à l'accroissement du courant inducteur.

Cette propriété de self-induction peut être assimilée à l'introduction dans le circuit d'une certaine résistance supplémentaire R_x , dont la valeur est

$$R_x = \omega L,$$

relation où L est le coefficient de self-induction et $\omega = 2 \pi f$.

Lorsque, dans la relation ci-dessus, nous exprimons L en henrys et la fréquence f en hertz, R_x sera donné en ohms.

Un conducteur rectiligne possède un coefficient de self-induction relativement faible, mais si nous l'enroulons en spirale (bobine), ce coefficient croît considérablement. Dans ce cas, lorsque le courant traversant la bobine varie, chaque spire, chaque boucle, de ce conducteur, sera coupée non seulement par ses lignes de force propres, mais aussi par toutes celles des spires voisines, ce qui fera croître la force électromotrice de self-induction.

Le coefficient de self-induction d'une bobine est d'autant plus élevé que ses spires sont plus serrées.

Dans ce chapitre nous allons donner quelques formules permettant de calculer le coefficient de self-induction de quelques bobines, différant par la forme et le mode d'enroulement.

BRANCHEMENT DES BOBINES EN SÉRIE ET EN PARALLÈLE

Lorsque plusieurs bobines, sans aucune liaison inductive de l'une à l'autre, sont connectées en série, le coefficient de self-induction du circuit ainsi constitué est égal à la somme des coefficients de toutes les bobines

$$L_{\text{total}} = L_1 + L_2 + L_3 + \dots$$

Lorsque plusieurs bobines, sans aucune liaison inductive de l'une à l'autre, sont connectées en parallèle, le coefficient de self-induction du circuit ainsi constitué est donné par la formule :

$$L_{\text{total}} = \frac{1}{\frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots}$$

qui peut aussi se mettre sous la forme

$$\frac{1}{L_{\text{total}}} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2} + \frac{1}{L_3} + \dots$$

Lorsque deux bobines, sans aucune liaison inductive de l'une à l'autre, sont connectées en parallèle, le coefficient de self-induction total est donné par une formule beaucoup plus simple :

$$L_{\text{total}} = \frac{L_1 L_2}{L_1 + L_2},$$

d'où nous tirons également

$$L_1 = \frac{L_2 L_{\text{total}}}{L_2 - L_{\text{total}}} \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{L_1 L_{\text{total}}}{L_1 - L_{\text{total}}}.$$

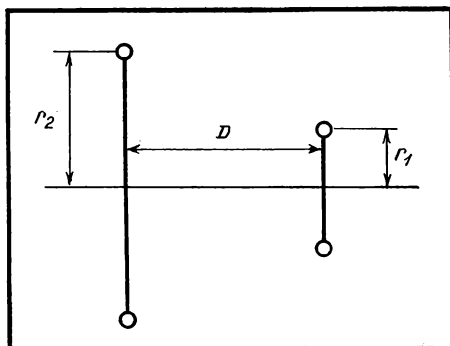
Dans toutes les formules ci-dessus le coefficient de self-induction L doit être exprimé en unités du même ordre.

Le calcul du coefficient de self-induction total de bobines connectées en parallèle peut être également effectué à l'aide de l'abaque de la figure 7, que l'on trouvera plus loin.

COEFFICIENT DE SELF-INDUCTION MUTUELLE OU MUTUELLE INDUCTION

Lorsque deux bobines sont disposées de façon telle que le flux magnétique de l'une coupe les spires de l'autre, on dit que ces deux bobines sont couplées inductivement ou encore qu'il existe entre elles un certain coefficient de self-induction mutuelle.

Fig. 1. — On voit ici les deux spires moyennes de deux bobines couplées par l'induction mutuelle.



La mutuelle induction s'exprime en henrys et se caractérise par le coefficient de self-induction mutuelle égal à la tension induite dans l'une des bobines, lorsque le courant traversant l'autre varie de 1 ampère en 1 seconde.

La mutuelle induction M de deux bobines disposées parallèlement sur un même axe (cas le plus fréquent dans la pratique) est donnée par la formule

$$M = n_1 n_2 M_0, \quad (1)$$

où n_1 est le nombre de spires de la première bobine ;

n_2 est le nombre de spires de la seconde bobine ;

M_0 est le coefficient de self-induction mutuelle entre les spires moyennes de ces bobines.

La quantité M_0 peut être déterminée de la façon suivante. Supposons que deux spires représentées dans la figure 1 sont les spires moyennes de deux bobines, dont la distance est égale à D cm, et dont le rayon est, respectivement, r_1 et r_2 cm.

On commence par calculer un coefficient auxiliaire A d'après la formule

$$A = \sqrt{\frac{(r_2 - r_1)^2 + D^2}{(r_2 + r_1)^2 + D^2}}. \quad (2)$$

Ayant trouvé la valeur A, nous cherchons, dans le tableau ci-dessous, la valeur correspondante du coefficient k et avons

$$M_0 = k \sqrt{r_1 r_2}. \quad (3)$$

La valeur trouvée de M_0 doit être portée dans la formule (1) qui nous donne la valeur de la mutuelle induction cherchée en henrys.

**TABLEAU POUR LA DÉTERMINATION DU COEFFICIENT k
EN FONCTION DE A**

A	k	A	k	A	k	A	k
0,010	50,2	0,17	15,2	0,52	3,64	0,87	0,363
0,011	49,0	0,18	14,5	0,53	3,49	0,88	0,318
0,012	47,9	0,19	13,9	0,54	3,34	0,89	0,277
0,013	46,9	0,20	13,3	0,55	3,20	0,90	0,239
0,014	46,0	0,21	12,7	0,56	3,05	0,91	0,202
0,015	45,1	0,22	12,2	0,57	2,91	0,92	0,168
0,016	44,3	0,23	11,7	0,58	2,78	0,93	0,136
0,018	42,8	0,24	11,2	0,59	2,65	0,94	0,107
0,020	41,5	0,25	10,8	0,60	2,53	0,950	0,0817
0,022	40,3	0,26	10,4	0,61	2,41	0,952	0,0761
0,024	39,2	0,27	9,96	0,62	2,29	0,954	0,0713
0,026	38,2	0,28	9,57	0,63	2,18	0,956	0,0666
0,028	37,3	0,29	9,20	0,64	2,07	0,958	0,0620
0,030	35,6	0,30	8,84	0,65	1,96	0,960	0,0576
0,032	34,8	0,31	8,50	0,66	1,86	0,962	0,0532
0,034	34,6	0,32	8,18	0,67	1,76	0,964	0,0490
0,036	34,1	0,33	7,86	0,68	1,66	0,966	0,0449
0,038	33,4	0,34	7,56	0,69	1,57	0,968	0,0409
0,040	32,6	0,35	7,27	0,70	1,43	0,970	0,0371
0,042	32,2	0,36	6,99	0,71	1,39	0,972	0,0334
0,044	31,6	0,37	6,72	0,72	1,31	0,974	0,0298
0,046	31,0	0,38	6,44	0,73	1,23	0,976	0,0264
0,048	30,5	0,39	6,21	0,74	1,15	0,978	0,0232
0,050	30,0	0,40	5,97	0,75	1,07	0,980	0,0200
0,060	27,8	0,41	5,74	0,76	1,00	0,982	0,0171
0,070	25,8	0,42	5,51	0,77	0,981	0,984	0,0143
0,080	24,2	0,43	5,30	0,78	0,863	0,986	0,0117
0,090	22,8	0,44	5,10	0,79	0,797	0,988	0,00926
0,10	21,5	0,45	4,89	0,80	0,735	0,990	0,00703
0,11	20,3	0,46	4,69	0,81	0,674	0,992	0,00502
0,12	19,3	0,47	4,50	0,82	0,616	0,994	0,00326
0,13	18,3	0,48	4,32	0,83	0,561	0,996	0,00172
0,14	17,4	0,49	4,14	0,84	0,508	0,998	0,00062
0,15	16,6	0,50	3,97	0,85	0,457		
0,16	15,9	0,51	3,80	0,86	0,408		

3. — Coefficient de couplage

Deux circuits disposés de façon que l'énergie de l'un peut se transmettre dans l'autre sont dits *couplés*. Le degré de couplage est défini par ce que l'on appelle *coefficient de couplage* K , qui est un nombre exprimé généralement en centièmes.

Dans la pratique on a souvent besoin d'apprécier le coefficient de couplage entre deux circuits, et nous allons passer en revue les différents types de couplage que nous pouvons rencontrer.

COUPLAGE INDUCTIF

Ce mode de couplage, illustré par la figure 2, est très fréquent et le coefficient K est donné par la formule

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}},$$

où M est le coefficient de mutuelle induction entre les bobines L_1 et L_2 , calculé par la formule (1) ; L_1 et L_2 la self-induction de ces bobines.

Pour ce mode de couplage, le coefficient de couplage K ne varie pas avec la variation de la fréquence des circuits en jeu. Par conséquent, si nous traçons un graphique, en portant les valeurs de K suivant l'axe vertical et les fréquences suivant l'axe horizontal, la variation de K en fonction de f sera représentée par une droite (A de la figure 3), parallèle à l'axe horizontal.

COUPLAGE CAPACITIF

La figure 4 nous montre deux circuits oscillants couplés par capacité « en tête ». Nous supposons qu'à part ce couplage capacitif, il n'existe aucun couplage par induction entre L_1 et L_2 .

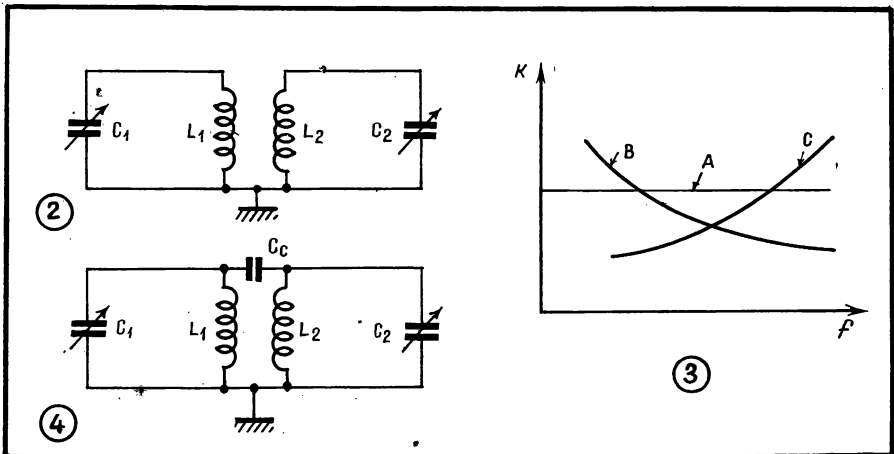


Fig. 2. — Couplage inductif de deux bobines.

Fig. 3. — Variation du coefficient de couplage en fonction de la fréquence.

Fig. 4. — Couplage de deux circuits oscillants par capacité « en tête ».

Le coefficient de couplage K est égal alors à

$$K = \frac{\sqrt{C_1 C_2}}{\sqrt{(C_1 + C_c)(C_2 + C_c)}}.$$

Lorsque $C_1 = C_2 = C$, c'est-à-dire lorsque les deux condensateurs d'accord ont une même valeur, cas très fréquent dans la pratique, nous avons :

$$K = \frac{C}{C + C_c}.$$

Lorsqu'on accorde les circuits sur différentes fréquences, la capacité C_c reste constante, tandis que C varie. Comme la fréquence est inversement proportionnelle à la capacité du condensateur d'accord, ou, plus exactement, à la racine carrée de cette capacité, le coefficient K augmentera lorsque la fréquence diminuera et inversement. L'allure de la variation de K en fonction de la fréquence d'accord est illustrée par la courbe B de la figure 3.

La figure 5a nous montre un autre genre de couplage capacitif, avec une variante dans la figure 5b. C'est le couplage bien connu dit « à la base », et on suppose toujours qu'il n'existe aucun couplage inductif entre L_1 et L_2 .

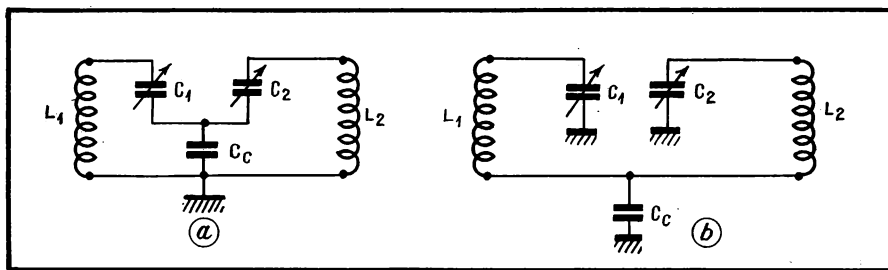


Fig. 5. — Deux variantes de couplage capacitif « à la base ».

Le coefficient de couplage K est alors donné par la formule, toujours en supposant que $C_1 = C_2 = C$,

$$K = \frac{C_c}{C + C_c}.$$

Dans le cas particulier où la capacité de couplage est très faible par rapport à C , le coefficient K peut être calculé par la formule approchée :

$$K \approx \frac{C_c}{C}.$$

Le couplage capacitif « à la base » donne également un coefficient K variable avec la fréquence, mais dans le même sens que cette dernière. Autrement dit, comme le montre la courbe C de la figure 3, K augmente lorsque la fréquence augmente.

4. Capacité

Un système de deux ou plusieurs conducteurs, divisés en deux groupes et de forme quelconque, séparés par un isolant (diélectrique) s'appelle *condensateur électrique*.

Si nous appliquons au système ainsi constitué une certaine tension, le condensateur se charge, en faisant apparaître sur ses électrodes des charges statiques égales en grandeur, mais opposées en signe. Le rapport de l'une de ces charges Q à la tension V qui a servi à charger le condensateur définit la *capacité* C de ce condensateur. Ainsi

$$C = \frac{Q}{V},$$

où C est la capacité du condensateur en *farad* ;

Q est la quantité d'électricité en *coulombs* ;

V est la tension du condensateur en *volts*.

L'énergie A emmagasinée par le condensateur peut être exprimée par la relation

$$A = \frac{C V^2}{2} \text{ ergs.}$$

La capacité d'un condensateur dépend :

1. — de la surface des électrodes ;
2. — de la distance entre ces électrodes, autrement dit de l'épaisseur du diélectrique ;
3. — de la nature du diélectrique.

Les propriétés d'un diélectrique sont définies par sa *constante diélectrique* ϵ appelée aussi *pouvoir inducteur spécifique*. Cette constante montre de combien de fois augmente la capacité d'un condensateur lorsqu'on remplace l'espace d'air entre ses électrodes par le matériau donné.

TABEAU DONNANT LA VALEUR DE LA CONSTANCE DIÉLECTRIQUE DE QUELQUES ISOLANTS COURAMMENT EMPLOYÉS

Diélectrique	Constante ϵ	Rigidité électr. en kV/cm
Air	1	30
Papier bakéliné	4,5	90
Papier paraffiné	3,7	120
Papier huilé	3,5	100
Quartz	3,5	200
Mica	6,5	1000
Verre	5	15
Porcelaine	5,5	100
Stéatite	6	150
Porcelaine pour H.F.	7 à 7,5	200
Céramique spéciale pour condensateurs ...	20 à 90	150 à 200

Les chiffres donnés dans le tableau ci-dessus ne doivent être considérés que comme ordre de grandeur.

Le condensateur le plus élémentaire est celui qui est constitué par deux plaques parallèles, séparées par une couche d'air ou une plaque en diélectrique solide. Le capacité d'un tel condensateur est donnée par la formule.

$$C = \frac{0,08 \cdot S \cdot \varepsilon}{d},$$

où C est la capacité en *picofarads* ;

S est la surface active de l'une des plaques en cm^2 ;

d est la distance entre les deux plaques en cm ;

ε est constante diélectrique du diélectrique.

Dans la pratique, on utilise presque toujours des condensateurs (surtout variables) constitués par deux groupes de plaques parallèles. Dans ce type de condensateurs l'accumulation des charges se produit des deux côtés d'une plaque, sauf pour les deux plaques extrêmes. La capacité d'un tel condensateur nous est donnée par la formule

$$C = \frac{0,08 \cdot \varepsilon \cdot S (n - 1)}{d} \quad (\text{en pF}) .$$

La signification des différents facteurs est la même que dans la formule précédente, ainsi que les unités employées. Le nombre *total* des plaques est désigné par n .

CONDENSATEURS EN SÉRIE ET EN PARALLÈLE

Les condensateurs peuvent être branchés en série, en parallèle ou d'une façon mixte.

Lorsqu'un certain nombre de condensateurs sont connectés en parallèle, la capacité totale est égale à la somme des capacités constituantes :

$$C_{\text{totale}} = C_1 + C_2 + C_3 + \dots \quad (4)$$

Il est évident que dans un système de plusieurs condensateurs connectés en parallèle, la tension est la même aux bornes de tous les condensateurs.

Lorsqu'un certain nombre de condensateurs sont connectés en série, la capacité totale est toujours plus faible (ou sensiblement égale) que la plus petite des capacités constituantes. La valeur de la capacité totale, résultante, peut être calculée à l'aide de l'une des deux formules suivantes :

$$\frac{1}{C_{\text{tot}}} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots \quad (5)$$

ou

$$C_{\text{tot}} = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots}$$

Lorsqu'on calcule la capacité résultante de condensateurs connectés en série ou en parallèle, leur valeur doit être exprimée en unités du même ordre.

La capacité de deux condensateurs connectés en série est

$$C_{\text{tot}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad (6)$$

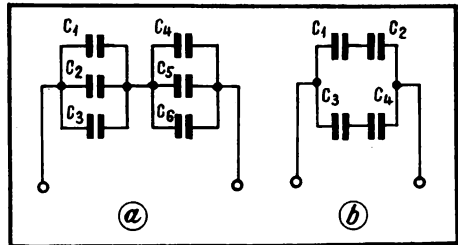
d'où nous tirons

$$C_1 = \frac{C_2 C_{\text{tot}}}{C_2 - C_{\text{tot}}} \quad \text{et} \quad C_2 = \frac{C_1 C_{\text{tot}}}{C_1 - C_{\text{tot}}}.$$

Lorsque deux condensateurs de même valeur sont connectés en série, la capacité résultante est égale à la moitié de la capacité de l'un d'eux.

Lorsqu'un certain nombre de condensateurs sont groupés d'une façon mixte, en série et en parallèle, on commence par calculer la capacité des diver-

Fig. 6. — Différents groupements de capacités, en série et en parallèle.



ses branches, et ensuite on groupe ces branches en série ou en parallèle, suivant le cas.

Par exemple, lorsque nous avons une combinaison comme celle de la figure 6a, nous calculerons d'abord la capacité totale du groupe $C_1 + C_2 + C_3$, puis celle du groupe $C_4 + C_5 + C_6$, par la formule (4). Enfin, nous calculerons la capacité totale de ces deux groupes connectés en série, par l'une des formules (5).

Si nous avons à calculer la capacité résultante d'un système tel que celui de la figure 6b, nous commencerons par chercher la capacité résultante de la branche $C_1 - C_2$, puis celle de la branche $C_3 - C_4$. Il nous restera ensuite à combiner ces deux capacités résultantes en parallèle.

Pour la rapidité des calculs, il est très commode d'utiliser l'abaque de la figure 7.

Comme exemple d'utilisation de cet abaque nous allons calculer la capacité résultante des trois condensateurs suivants branchés en série : 1500, 1000 et 2000 pF.

Sur l'axe *a* prenons le point « 15 », correspondant à 1500 pF, et sur l'axe *c* le point « 10 », correspondant à 1000 pF. Réunissons ces deux points par une droite qui coupera l'axe *b* en un certain point A, ce qui nous donnera la valeur résultante de ces deux condensateurs, soit très sensiblement 600 pF (la valeur réelle est 600 pF).

Prenons alors sur l'axe *d* le point « 20 » correspondant à 2000 pF et réunissons, par une droite, ce point au point A. Cette droite coupera l'axe *c* en un certain point B qui nous donnera la valeur résultante des trois condensateurs branchés en série, soit sensiblement 450 pF (la valeur réelle est 460 pF).

Si nous avions un quatrième condensateur en série, nous prendrions sa valeur sur l'axe *a* et tracerions une droite réunissant ce point à B. Son intersection avec l'axe *b* donnerait la valeur résultante.

Il est évident qu'en utilisant cet abaque il faut toujours opérer avec les unités du même ordre.

5. — Circuit oscillant

La fréquence propre d'un circuit oscillant, constitué par une capacité *C* et une inductance *L*, peut être calculée par la formule suivante (formule de Thomson)

$$f \text{ (fréquence)} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (7)$$

Comme la *pulsation* $\omega = 2 \pi f$, nous pouvons déduire de la formule (7)

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (8)$$

d'où nous avons

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

Dans toutes ces relations *f* est exprimée en *hertz*, *C* en *farads* et *L* en *henrys*.

Dans la pratique, il est beaucoup plus commode d'utiliser les formules transformées suivantes :

$$\lambda = 1,884 \sqrt{LC} \quad (9)$$

où λ est exprimée en *mètres* ; *L*, en *microhenrys* ; *C*, en *picofarads* ;

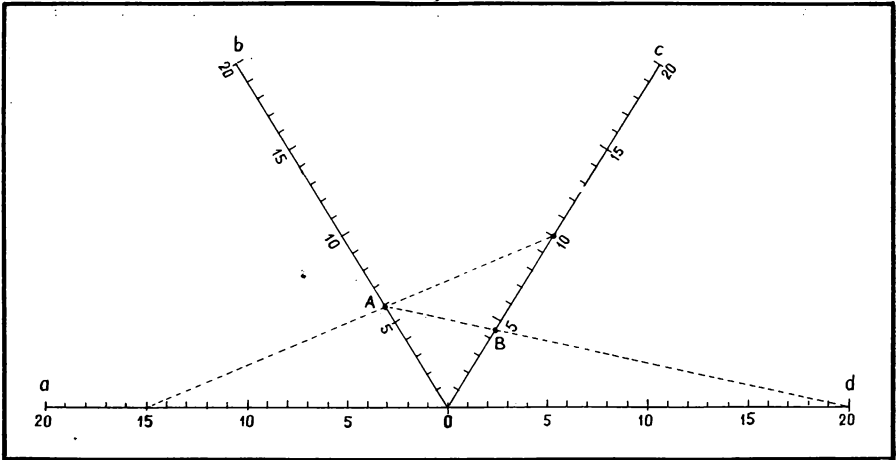


Fig. 7. — Abaque pour le calcul rapide de deux capacités en série ou de deux résistances en parallèle.

$$f = \frac{159\,000}{\sqrt{LC}},$$

avec f en kilohertz, L en microhenrys et C en picofarads ;

$$f = \frac{159}{\sqrt{LC}}, \quad (10)$$

avec f en mégahertz, L en microhenrys et C en picofarads.

Lorsque nous connaissons la capacité C , la self-induction L se calcule par la relation suivante, dérivée de la formule (10) :

$$L = \frac{25,3 \cdot 10^3}{C \cdot f^2}. \quad (11)$$

De même, lorsque la self-induction L nous est connue, la capacité C se calcule par la relation ci-dessous, toujours dérivée de la formule (10) :

$$C = \frac{25,3 \cdot 10^3}{L \cdot f^2}. \quad (12)$$

Dans les formules (11) et (12) les unités employées sont les mêmes que dans la formule (10).

Nous voyons que dans la formule (9) la capacité se trouve sous le radical. Par conséquent la longueur d'onde du circuit varie proportionnellement à la racine carrée de la variation de la capacité. Autrement dit, si la capacité varie de 25 fois, la longueur d'onde ne varie que de $\sqrt{25} = 5$ fois. Il est nécessaire d'en tenir compte lorsqu'on choisit un condensateur variable.

Lorsque dans un circuit comportant une inductance L , une capacité C et une résistance R réunies en série, la fréquence de la source de tension coïncide avec la fréquence propre du circuit, ce dernier devient le siège d'un phénomène appelé *résonance*. La fréquence f pour laquelle cette résonance a lieu, s'appelle *fréquence de résonance*, et nous la désignerons par f_{res} .

Au moment de la résonance on a évidemment l'égalité

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

À la résonance également, la *réactance* ωL et la *capacitance* $1/\omega C$ se neutralisent, et seule subsiste dans le circuit l'action de la résistance R , constituée, en partie, par la résistance ohmique de la bobine du circuit.

Nous disons « en partie », car en réalité il convient d'ajouter à la résistance ohmique du bobinage, la résistance équivalente aux pertes par courants de Foucault, aux pertes dans les diélectriques et isolants, et aux pertes par effet pelliculaire (skin effect).

Ce dernier consiste en une distribution non uniforme du courant H.F. dans l'épaisseur du conducteur, autrement dit tout se passe comme si ce courant ne circulait que sur la surface du conducteur. De ce fait, la section active du conducteur devient faible et sa résistance, en H.F. du moins, croît avec la fréquence.

Dans tout ce qui suit nous désignerons par R la résistance H.F. totale du circuit. De ce fait, à la résonance, le courant I_{res} sera

$$I_{\text{res}} = \frac{U_0}{R},$$

en désignant par U_0 la tension de la source.

La tension U_{res} qui apparaît, à la résonance, aux bornes de la bobine du circuit est, d'après la loi d'Ohm,

$$U_{\text{res}} = \omega L \cdot \frac{U_0}{R} = \frac{\omega L}{R} \cdot U_0,$$

autrement dit, la tension aux bornes de la bobine est égale à celle de la source, multipliée par $\omega L/R$.

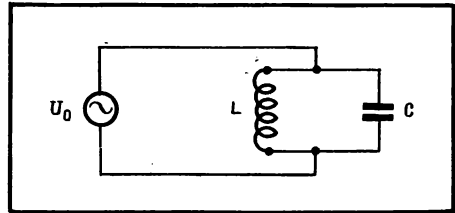
On désigne, généralement, la quantité $\omega L/R$ par la lettre Q , ce qui nous permet de dire qu'à la résonance la tension aux bornes de la bobine est

$$U_{\text{res}} = U_0 \cdot Q.$$

Le facteur Q lui-même est le plus souvent appelé *coefficient de surtension* et on l'emploie pour définir la qualité d'un bobinage. Un bobinage est donc d'autant meilleur que son « Q » est plus élevé, comme on dit. Dans les bobinages utilisés dans les récepteurs radio nous avons affaire à des coefficients de surtension de 40 à 150, le plus souvent. Des chiffres supérieurs à 200 sont rares et se rapportent à des bobinages de qualité nettement au-dessus de la moyenne.

Le coefficient Q nous permet facilement de déterminer la largeur de la bande passante d'un circuit à la résonance. Cette largeur, désignée par Δf ,

Fig. 8. — Structure classique d'un circuit résonnant parallèle.



correspond, en fréquence, à la bande à l'intérieur de laquelle l'amplification du circuit reste égale ou supérieure à $0,7 U_{\text{res}}$.

Pour calculer cette largeur nous avons la relation

$$\Delta f = \frac{1}{Q} \cdot f_{\text{res}}.$$

Ainsi, pour $f_{\text{res}} = 455 \text{ kHz}$, la largeur de la bande passante d'un circuit tel que $Q = 100$ sera

$$\Delta f = \frac{1}{100} \cdot 455 = 4,55 \text{ kHz}.$$

Etant donné que dans cette formule le facteur Q se trouve au dénominateur, Δf sera d'autant plus faible que Q sera plus grand. Autrement dit la bande passante diminue, donc la sélectivité augmente, lorsque le facteur Q augmente.

Lorsque nous appliquons une tension U_0 , d'une source extérieure quelconque, à un circuit composé d'une inductance L et d'une capacité C montées en parallèle (fig. 8), et que la fréquence de la tension U_0 coïncide avec la fréquence propre du circuit définie par la relation

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}}.$$

nous avons également une résonance, mais qui porte le nom de *résonance parallèle*, par opposition à la *résonance série* examinée plus haut.

Dans ce cas, à la résonance, l'impédance Z du circuit devient très élevée, et d'autant plus que la résistance R du circuit est plus faible et son coefficient

de surtension Q est plus élevé. La valeur de l'impédance Z , à la résonance, est donnée par la relation

$$Z = \frac{\omega^2 L^2}{R} = \frac{\omega L}{R} \cdot \omega L = Q \omega L.$$

Et puisqu'à la résonance nous avons aussi $\omega L = 1/\omega C$

$$Z = Q \omega L = \frac{Q}{\omega C}.$$

En résumé, l'impédance du circuit à la résonance est Q fois plus élevée que la réactance, inductive ou capacitive, de ce circuit à cette fréquence.

Le gain k d'un étage à lampe, comportant un circuit accordé parallèle dans le circuit anodique de la lampe, est donné approximativement par la relation

$$k = Z \cdot S,$$

où S est la pente de la lampe.

Comme Z est proportionnel à Q , il est évident que l'amplification de l'étage est également proportionnelle au coefficient de surtension : le gain est d'autant plus élevé que Q est plus grand.

En réalité, le coefficient de surtension d'un circuit ne dépend pas seulement de celui du bobinage, mais aussi de celui du condensateur. Cependant, les condensateurs variables et fixes fabriqués actuellement présentent des pertes très faibles et le Q du circuit tout entier se confond avec celui du bobinage.

Si nous faisons le rapport de la tension qui se développe aux bornes d'un circuit à celle qui lui est appliquée, nous obtenons ce qu'on appelle le *pouvoir amplificateur* du circuit, que nous désignerons par N . La valeur de N peut être calculée par la formule

$$N = \frac{1}{\sqrt{(1 - x^2)^2 + d^2 x^2}},$$

où $d = 1/Q$; $x = f_{\text{res}}/f$. Les fréquences f_{res} et f peuvent être exprimées en n'importe quelles unités identiques. Si nous calculons la valeur de N pour un certain nombre de fréquences, nous pouvons tracer la courbe de résonance du circuit.

CHAPITRE II

CALCUL DES CIRCUITS OSCILLANTS ET DES BOBINAGES

Les bobinages sont, parmi toutes les pièces détachées d'un récepteur, celles qu'un amateur peut réaliser très facilement lui-même. Mais toute réalisation doit être précédée d'un calcul, qu'il s'agisse de confectionner une bobine déterminée, ou de copier un échantillon existant dont on désire modifier certaines caractéristiques, en fonction du C.V. dont on dispose, du support que l'on désire employer, etc.

Dans ce chapitre nous allons donner quelques indications sur le calcul simplifié des bobinages, calcul qui nous donnera une précision largement suffisante pour la pratique.

Tout calcul de bobinages comprend deux étapes bien distinctes : le calcul de la self-induction nécessaire pour couvrir la gamme donnée ou pour satisfaire à certaines conditions particulières ; et le calcul du nombre de spires, en fonction du support dont on dispose.

I. — Comment calculer la self-induction des bobines ?

Avant d'entreprendre le calcul des circuits oscillants et des bobines, il est nécessaire de fixer les limites des gammes que l'on se propose de couvrir. Les formules que nous indiquons sont valables aussi bien pour n'importe quelle gamme que pour les gammes standardisées ci-dessous

G.O.	—	340 à 150 kHz	(884 à 2000 m) ;
P.O.	—	1600 à 520 kHz	(187,5 à 577 m) ;
O.C.	—	18 à 5,9 MHz	(16,67 à 50,9 m).

Il n'est guère possible de couvrir des gammes plus étendues à cause des condensateurs variables que l'on trouve sur le marché, et dont la capacité variable utile dépasse rarement 500 pF.

CALCUL DE LA SELF-INDUCTION DES BOBINES D'ANTENNE

Dans la plupart des cas, le circuit d'entrée du récepteur, c'est-à-dire le circuit accordé intercalé dans la grille de la première lampe, est couplé inductivement au bobinage d'antenne L_a , suivant le schéma de la figure 9a. Ce mode de couplage assure une amplification plus uniforme le long d'une gamme que le couplage capacitif suivant la figure 9b.

On démontre que le meilleur rendement est obtenu lorsque la fréquence propre du circuit d'antenne est inférieure de 30 % environ à la fréquence la plus basse de la gamme à couvrir, c'est-à-dire à la fréquence la plus basse du circuit $L_g - C_1$.

Dans ce cas, la self-induction de la bobine L_a peut être calculée par la formule

$$L_a = \frac{5,23 \cdot 10^{10}}{C_A \cdot f_{\min}^2} - L_A \quad (13)$$

Dans cette formule L_a et L_A sont exprimés en *microhenrys* et la capacité C_A en *picofarads*. Par ailleurs, dans la même formule C_A désigne la capacité propre de l'antenne utilisée, et L_A sa self-induction. Pour une antenne exté-

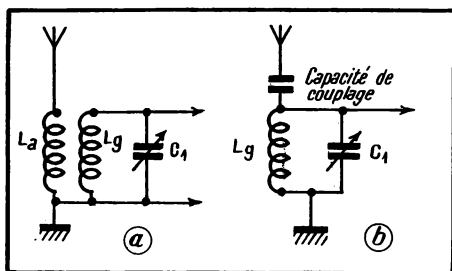


Fig. 9. — Couplage inductif du circuit d'entrée avec le circuit d'antenne.

rieure de dimensions moyennes ces deux quantités ont l'ordre de grandeur suivant :

$$C_A \text{ — } 150 \text{ à } 250 \text{ pF}$$

$$L_A \text{ — } 25 \text{ à } 30 \text{ } \mu\text{H}$$

Très souvent on peut utiliser pour le calcul de la self-induction de la bobine L_a la formule approchée suivante, qui donne des résultats pratiquement suffisants :

$$L_a = \frac{A}{C_A} \quad (14)$$

où A est un coefficient variable suivant la gamme, et dont la valeur est, pour les trois gammes standard :

G.O. — 253 000 ;

P.O. — 180 000 ;

O.C. — 1400 .

CALCUL DE LA SELF-INDUCTION DES BOBINES D'ENTRÉE

Le calcul du circuit d'entrée d'un récepteur, qu'il s'agisse d'un récepteur à amplification directe ou d'un superhétérodyne, se réduit au calcul de la self-induction de la bobine L_g .

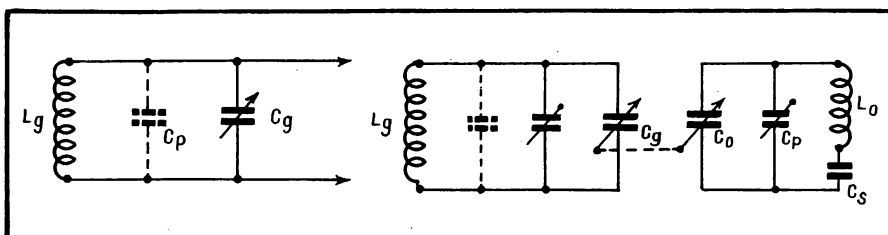


Fig. 10. — Structure réelle d'un circuit d'entrée, en tenant compte de l'ensemble de capacités parasites.

Fig. 11. — Différents éléments des circuits d'un superhétérodyne classique.

Comme nous le voyons sur la figure 10, le circuit d'entrée se compose de la bobine L_g , du condensateur variable C_g , et d'une certaine capacité parasite C_p constituée par la capacité répartie de la bobine, la capacité du câblage et la capacité d'entrée de la lampe. La valeur précise de la capacité parasite C_p n'est guère mesurable, du moins par l'amateur, et nous devons nous contenter de son ordre de grandeur : 30 à 50 pF, suivant la gamme (30 à 35 en O.C. ; 45 à 50 en G.O.).

Le plus souvent nous employons un condensateur dont nous connaissons la valeur et qui est prévu pour couvrir les gammes standard : 460 ou 490 pF. Si nous avons sous la main un condensateur de provenance et de valeur inconnues, il faut s'efforcer de contrôler sa capacité, par exemple par comparaison avec un C.V. connu.

Comme nous le voyons d'après les limites indiquées plus haut pour les gammes standards, le rapport de fréquences, supérieure à inférieure, pour chaque gamme, est de l'ordre de 3,05 pour les gammes P.O. et O.C. et de 2,25 pour la gamme G.O. La variation de la capacité du condensateur variable doit nous assurer le même recouvrement, dont le coefficient k nous sera donné par la relation

$$k = \sqrt{\frac{C_{\max} + C_p}{C_{\min} + C_p}}, \quad (15)$$

où $C_{\max}$ désigne la capacité maximum du C.V., y compris la valeur de la résiduelle ; $C_{\min}$ — la valeur de la résiduelle ; C_p — la capacité totale parasite dont il a été question plus haut. Toutes ces capacités seront exprimées en *picofarads*.

Si la valeur ainsi trouvée pour le coefficient k s'avère trop faible, pour la couverture d'une gamme donnée, il faut s'efforcer de réduire par tous les moyens la capacité parasite totale C_p , puisqu'elle constitue le seul élément sur lequel nous pouvons agir.

Si nous trouvons une valeur du coefficient k trop élevée, deux moyens sont à notre disposition. Tout d'abord, il nous est toujours possible d'augmenter artificiellement la capacité C_p par l'adjonction d'une capacité parallèle fixe ou ajustable.

Ensuite, nous pouvons également diminuer la valeur de $C_{\max}$, en introduisant en série avec le condensateur variable, une capacité C_s telle que

$$C_s = \frac{C_{\max} \cdot C_M}{C_{\max} - C_M}, \quad (16)$$

où $C_{\max}$ a la même signification que dans la formule (15), tandis que C_M représente la capacité maximum que nous devrions avoir pour obtenir la valeur de k désirée. Toutes les capacités sont exprimées en *picofarads*.

Pour calculer la self-induction de la bobine L_g nous avons la formule suivante :

$$L_g = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C \cdot f^2}, \quad (17)$$

dans laquelle L_g s'exprime en *microhenrys*, tandis que C représente, en *picofarads* la capacité minimum du circuit, c'est-à-dire $C_{\min} + C_p$, et f la fréquence maximum en *kilohertz*.

Nous pouvons, tout aussi bien, faire le même calcul en donnant à C la valeur de la capacité maximum du circuit, soit $C = C_{\max} + C_p$, et à f la valeur de la fréquence minimum.

Bien entendu, si le circuit comporte une capacité C_s en série avec le C.V., et que de ce fait, la capacité maximum de ce dernier prend une nouvelle valeur C_M , définie plus haut, c'est cette dernière valeur que nous devons introduire dans la formule, à la place de $C_{\max}$.

Nous pouvons également calculer la valeur de L_g par les formules simplifiées suivantes, donnant une précision suffisante pour les gammes normales indiquées plus haut.

Pour la gamme G.O. :

$$L_g = \frac{158\,000}{C_{\min} + C_p}, \quad (18)$$

en tenant compte du fait que pour couvrir la gamme G.O. de 340 à 150 kHz ($k = 2,25$), il nous faut avoir, à peu près, $C_{\min} + C_p = 75$ pF.

Pour la gamme P.O. :

$$L_g = \frac{11\,200}{C_{\min} + C_p}, \quad (19)$$

avec, pour cette gamme $C_{\min} + C_p = 60 \text{ pF}$ environ.

Pour la gamme O.C. :

$$L_g = \frac{700}{C_{\max} + C_p}, \quad (20)$$

en faisant intervenir ici la quantité $C_{\max}$, contrairement à ce qui a été fait dans les formules (18) et (19). A noter que pour la gamme O.C. la valeur de C_p est de 30 à 35 pF environ.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur à amplification directe, le calcul des circuits de liaison entre la lampe H.F. et la détectrice peut se faire à l'aide des formules (18) à (20).

Le calcul des circuits M.F. se fera par la formule (17).

CALCUL DE LA SELF-INDUCTION A L'AIDE DE TABLES NUMÉRIQUES

Il est commode, pour les calculs rapides et évaluation d'ordres de grandeur, de se servir du tableau numérique ci-dessous.

**TABLEAU DONNANT LE PRODUIT LC
POUR UN CERTAIN NOMBRE DE FRÉQUENCES**

λ (en m)	f (en kHz)	Produit LC (en μH et pF)	λ (en m)	f (en kHz)	Produit LC (en μH et pF)
5	60 000	7	300	1000	25 000
6	50 000	10	350	857	34 000
7	42 900	14	400	750	44 500
8	37 500	18	450	667	56 500
9	33 300	23	500	600	70 000
10	30 000	28	550	546	84 000
13	23 100	47	600	500	100 000
15	20 000	63	645	465	120 000
20	15 000	110	700	429	140 000
25	12 000	170	750	400	160 000
30	10 000	250	800	375	180 000
35	8570	340	900	333	230 000
40	7500	445	1000	300	280 000
45	6670	565	1100	273	340 000
50	6000	700	1200	250	400 000
60	5000	1000	1300	231	470 000
70	4290	1400	1400	214	550 000
80	3750	1800	1500	200	630 000
90	3300	2300	1600	188	715 000
100	3000	2800	1700	176	805 000
200	1500	11 000	1800	167	890 000
250	1200	17 000	2000	150	1 100 000

Ce tableau nous donne la longueur d'onde (*en mètres*), la fréquence correspondante (*en kilohertz*) et, enfin, le produit LC correspondant, dans lequel L est exprimé en *microhenrys* et C en *picoFarads*. Par exemple, si nous avons $f = 1500$ kHz ($\lambda = 200$ m), le produit LC est 11 000. S'il s'agit d'un circuit où $C_{\min} + C_p = 60$ pF, la valeur de L sera évidemment donnée par le rapport

$$L = \frac{11\,000}{60} = 184\ \mu\text{H environ.}$$

Le même tableau permet également de calculer la capacité à mettre en parallèle sur une bobine, de self-induction connue, pour obtenir un circuit oscillant sur une fréquence donnée.

Par exemple, nous avons une bobine de $800\ \mu\text{H}$ et voulons savoir quelle est la capacité que l'on doit mettre en parallèle pour obtenir un circuit résonnant sur 465 kHz. Nous voyons, par le tableau, que le produit LC correspondant à 465 kHz est 120 000. Nous avons donc immédiatement la valeur de C en écrivant

$$C = \frac{120\,000}{800} = 150\ \text{pF}.$$

2. — Calcul des circuits d'un superhétérodyne

Dans la plupart des superhétérodynes, le circuit de l'oscillateur local est accordé sur une fréquence supérieure à celle du signal reçu, sauf quelquefois lorsqu'il s'agit de gammes O.C. La différence entre la fréquence f_0 du circuit oscillateur local et la fréquence f_1 du signal incident, c'est-à-dire $f_0 - f_1$ doit rester constante, ou du moins aussi voisine que possible de la fréquence moyenne (M.F.), qui est, suivant le cas, de 455, 465, 472 ou 480 kHz.

Autrement dit, si, par exemple, le circuit d'entrée de la gamme G.O. couvre les fréquences de 400 à 150 kHz, le circuit de l'oscillateur local pour la même gamme devra couvrir de $400 + 455 = 855$ kHz à $150 + 455 = 605$ kHz, en admettant que la valeur de la M.F. soit de 455 kHz.

Cela nous montre que le coefficient de recouvrement du circuit oscillateur est bien plus faible que celui du circuit d'entrée, puisque dans le cas ci-dessus il est de $855/605 = 1,41$. Or, le circuit de l'oscillateur local est, presque toujours, accordé par un C.V. identique à celui du circuit d'entrée, puisqu'il s'agit de condensateurs variables comportant deux éléments identiques commandés par un même axe.

Par conséquent, d'après ce que nous avons dit plus haut, il faut diminuer artificiellement le coefficient de recouvrement, par adjonction de condensateurs série et parallèle. Il est évident que la self-induction de la bobine de l'oscillateur prend également une certaine valeur, à déterminer en fonction de la self-induction du circuit d'entrée, de la valeur des condensateurs d'appoint série et parallèle, et de la valeur de la moyenne fréquence utilisée.

La figure 11 nous montre les différents éléments des circuits d'un super-

hétérodyne, où L_g et C_g se rapportent au circuit d'entrée, et L_0 , C_0 , au circuit de l'oscillateur. C_p désigne le condensateur d'appoint parallèle (appelé parfois *trimmer*), et C_s le condensateur d'appoint série (appelé parfois *padding* ou *padder*).

Pour déterminer les éléments du circuit oscillateur, nous devons calculer les valeurs L_0 , C_p et C_s , ce qui peut se faire à l'aide de quelques formules fort simples, donnant des résultats approchés, mais suffisants dans la pratique. Bien entendu, ce calcul doit se faire séparément pour chaque gamme.

Gamme G.O.

$$L_0 = 0,2 L_g ;$$

$$C_p = \frac{65\ 300}{L_g} ;$$

$$C_s = \frac{347\ 000}{L_g} .$$

Gamme P.O.

$$L_0 = 0,55 L_g ;$$

$$C_p = \frac{2\ 200}{L_g} ;$$

$$C_s = \frac{87\ 800}{L_g} .$$

Gamme O.C.

$$L_0 = 0,95 L_g ;$$

$$C_p = \frac{1,5}{L_g} ;$$

$$C_s = \frac{10\ 500}{L_g} .$$

Les valeurs ainsi calculées, avec L_0 et L_g exprimés en *microhenrys*, et C_p et C_s en *picofarads*, se rapportent en principe à une moyenne fréquence de 455 kHz, mais peuvent être adaptées à d'autres valeurs de la M.F. si on a la précaution de rendre ajustables L_0 , C_p et C_s , ce qui est le plus souvent le cas.

D'ailleurs, la précaution en question est indispensable si l'on veut obtenir un alignement précis, car, répétons-le, les valeurs ainsi calculées ne sont que des valeurs approchées.

Lorsqu'on utilise une M.F. supérieure à 455 kHz, il faut simplement se rappeler que :

1. — La valeur de L_0 diminue un peu. Pour fixer les idées, disons qu'en P.O., par exemple, nous aurons $L_0 = 0,53 L_g$, pour M.F. = 480 kHz.

2. — La valeur de C_p augmente un peu. Cette augmentation reste dans les limites de la plage de variation d'un ajustable : quelques picofarads.

3. — La valeur de C_s diminue : ordre de grandeur, 15 à 20 pF de moins pour une M.F. de 480 kHz.

3. — Calcul des circuits d'un « band spread »

Pour faciliter l'accord du récepteur et la recherche des stations sur les gammes O.C., on a recours, dans les récepteurs modernes, à ce que l'on appelle *l'étalement de la gamme*. Cet étalement consiste dans la diminution artificielle du coefficient de recouvrement, de sorte qu'une rotation complète du C.V. correspond à une faible variation de fréquence.

Il existe plusieurs méthodes d'étalement, mais la plus répandue consiste à utiliser des condensateurs d'appoint en parallèle sur la bobine et en série avec le C.V., comme nous l'avons fait pour le circuit oscillateur d'un super-hétérodyne.

Dans un récepteur à plusieurs bandes étalées on se contente habituellement d'une seule bobine pour toutes les bandes, et on commute uniquement les condensateurs d'appoint, série et parallèle, pour chaque bande.

Le schéma d'un circuit « band spread », prévu pour la réception de trois gammes étalées, nous est donné dans la figure 12, où L est la bobine de ce circuit, et C le condensateur variable correspondant. A l'aide du commutateur S_1 , nous pouvons connecter, en parallèle sur L, trois condensateurs différents C_p , tandis qu'en même temps nous commutons, par S_2 , trois condensateurs différents C_s , en série avec C.

Le calcul des éléments d'un circuit tel que celui de la figure 12 se fait de la façon suivante.

Tout d'abord, par la formule (17) on détermine la self-induction de la bobine L, en tenant compte de la bande la plus élevée (en fréquence), le condensateur variable C étant au minimum. Par conséquent, on prendra dans cette formule, comme valeur de f , la fréquence la plus élevée de cette bande.

Ensuite, pour chacune des bandes étalées on calcule la capacité minimum et maximum du circuit, en utilisant les formules :

$$C_{\min} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{\max}^2 \cdot L}, \quad (21)$$

et :

$$C_{\max} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{f_{\min}^2 \cdot L}, \quad (22)$$

où les capacités sont exprimées en *picofarads* et L en *microhenrys*, tandis que $f_{\max}$ et $f_{\min}$ désignent, respectivement, la fréquence maximum et la fréquence minimum de chaque bande, en *kilohertz*.

Après cela, pour chaque bande étalée on détermine la valeur de C_s et celle de C_p . Pour les condensateurs C_s nous emploierons la formule suivante :

$$C_s = \frac{\Delta C (C + 2C_0) + \sqrt{[\Delta C (C + 2C_0)]^2 + 4 (C - \Delta C) (C + C_0) C_0 \cdot \Delta C}}{2 (C - \Delta C)} \quad (23)$$

où C_0 représente la capacité résiduelle du C.V. employé ;

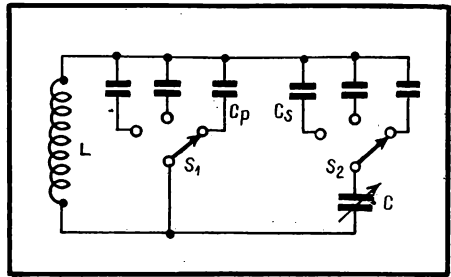
C — la capacité variable utile de ce C.V. ;

ΔC — la différence $C_{\max} - C_{\min}$ des valeurs calculées par les formules (21) et (22).

Toutes ces quantités sont exprimées en *picofarads*.

Malgré son aspect rébarbatif, cette formule n'a rien de compliqué et se calcule assez rapidement.

Fig. 12. — Schéma d'un système destiné à obtenir 3 bandes O.C. étalées.



Lorsque les valeurs C_s sont calculées pour les trois bandes, nous pouvons calculer les capacités parallèles C_p par la formule

$$C_p = C_{\min} - \frac{C_0 C_s}{C_0 + C_s} \quad (24)$$

où $C_{\min}$ est la valeur calculée précédemment, pour chaque bande, par la formule (21) ;

C_0 — la capacité résiduelle du C.V. employé ;

C_s — la valeur trouvée, pour chaque bande, par la formule (23). Toutes ces valeurs sont exprimées en *picofarads*.

Il est particulièrement indiqué de réaliser les condensateurs C_p sous forme ajustable, pour permettre le calage exact du début de chaque bande.

4. — Le calcul de la self-induction et du nombre de spires

Le calcul d'un circuit oscillant commence par la détermination de la valeur de la self-induction. Ensuite, en se basant sur cette valeur, nous recherchons les caractéristiques, en quelque sorte, mécaniques de cette bobine : le

diamètre de son support, le diamètre du fil, le genre de bobinage et, enfin, le nombre de spires.

QUALITÉS QUE DOIT POSSÉDER UNE BOBINE

a. — *Constance de la self-induction.* — La self-induction peut varier sous l'influence des variations de la température et de l'état hygrométrique de l'air. Les variations de la self-induction diminuent, évidemment, la stabilité du fonctionnement du récepteur.

b. — *Coefficient de surtension Q élevé.* — Nous avons montré plus haut l'influence de ce coefficient sur la sélectivité et la sensibilité du récepteur.

c. — *Capacité répartie minimum.* — Cette capacité répartie vient s'ajouter à l'ensemble des capacités parasites shuntant le circuit et en diminue le coefficient de recouvrement. Ce dernier est d'autant plus élevé que la capacité répartie est plus faible.

d. — *Encombrement réduit.* — Facteur important, puisque des dimensions des bobines dépendent, en partie, celles du récepteur tout entier.

Voyons quels sont les moyens à notre disposition pour assurer aux bobines les qualités ci-dessus.

La constance de la self-induction peut être rendue satisfaisante en utilisant des carcasses rigides, indéformables même sous l'effet de l'humidité, et en recouvrant les bobines d'une couche de vernis protecteur. Les possibilités d'un amateur sont parfois limitées, dans ce sens, à cause de la difficulté à se procurer des carcasses spéciales et des vernis H.F. spéciaux, mais une bobine réalisée sur un tube en carton bakélisé bien dur, à spires bien serrées, et recouverte ensuite d'une couche de paraffine pure, donne d'excellents résultats.

Le coefficient de surtension Q dépend de plusieurs facteurs, en particulier de la matière du support, de la forme de ce dernier, des dimensions de la bobine, du diamètre du fil, du type d'enroulement, de la qualité du vernis protecteur, etc. Les amateurs utilisent souvent des carcasses en carton bakélisé de 12 à 25 mm de diamètre extérieur. Dans ces conditions, les différentes bobines seront réalisées en fil suivant :

G.O. — 10/100 à 15/100 émail-soie ;

P.O. — 20/100 à 30/100 émail ou émail-soie, ou encore en fil divisé de $7 \times 0,07$ ou $20 \times 0,05$;

O.C. — 40/100 à 10/10 émail.

L'enroulement des bobines G.O. et P.O. peut se faire soit en « nids d'abeilles », soit « en vrac », entre deux joues en carton ou en bakélite mince.

Pour les bobines P.O. on peut également employer le bobinage à spires rangées. Pour les bobines O.C., enfin, les spires peuvent être rangées ou espacées.

De telles bobines, recouvertes d'une mince couche de vernis protecteur ou de paraffine, peuvent nous donner un coefficient de surtension de 140 à 160 en G.O., de 100 à 120 en P.O. et de 40 à 50 en O.C.

Pour diminuer la capacité répartie d'une bobine à plusieurs couches (« nids d'abeilles » ou « en vrac »), il convient de la réaliser en plusieurs sections. S'il s'agit d'une bobine à une seule couche, l'espacement des spires diminue la capacité répartie. Eviter de saturer les bobines de vernis, car cela augmente toujours un peu la capacité répartie.

L'ordre de grandeur de la capacité répartie est de 15-20 pF en G.O. ; 5-7 pF en P.O. ; 1-3 pF en O.C.

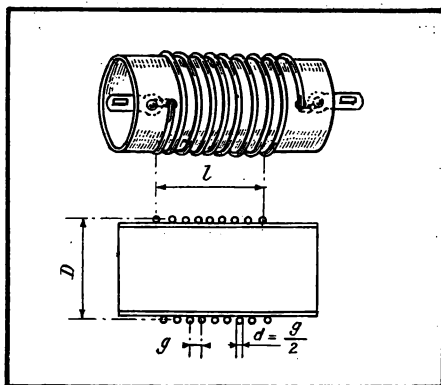
CALCUL DES BOBINES A UNE SEULE COUCHE

La self-induction d'une bobine à une seule couche est donnée, avec suffisamment de précision, par la formule suivante

$$L = \frac{D^2 n^2}{100l + 44D} \quad (25)$$

où L est exprimé en *microhenrys* et où l représente la longueur du bobinage (fig. 13) et D son diamètre, ces deux dimensions étant exprimées en *centimètres*. Enfin, n représente le nombre de spires.

Fig. 13. — Dimensions à considérer lors du calcul d'une bobine à une seule couche.



A noter que l qui représente, en réalité, la distance entre les milieux des deux spires extrêmes, peut être pratiquement confondu avec la longueur totale occupée par les spires. De même, D représente le diamètre moyen du bobinage, c'est-à-dire le diamètre de la carcasse augmenté du diamètre du fil employé. Comme ce dernier est, le plus souvent, négligeable par rapport au diamètre de la carcasse ou avec le diamètre de la bobine, on peut prendre sans inconvénient l'une de ces dimensions comme base des calculs.

La formule (25) nous montre qu'il existe une dépendance quadratique entre la self-induction de la bobine et son nombre de spires. Autrement dit, si on multiplie le nombre de spires par 2 ou 3, la valeur de L se trouve multipliée par 4 ou 9, à condition que la longueur du bobinage reste la même, ce qui peut être fait en utilisant du fil plus fin.

La dépendance de la self-induction du diamètre D est plus complexe, car ce dernier figure aussi bien au numérateur qu'au dénominateur de la formule. Toujours est-il que L augmente lorsque D augmente.

Par contre, la longueur l a une influence inverse : la self-induction L est d'autant plus élevée que l est plus faible. Autrement dit, lorsque l augmente, L diminue.

Il est nécessaire de tenir compte de tout cela lorsqu'on modifie les dimensions d'une bobine quelconque.

Nous voyons encore que les variations de l et de D agissant en sens contraire, le rapport de ces deux dimensions a une grande influence sur la valeur de L . Il existe une valeur optimum de ce rapport (pour une longueur donnée du fil) pour laquelle la bobine aura une self-induction maximum. Pour cela le diamètre D doit être de 2,5 fois supérieur à la longueur l . Autrement dit, nous devons avoir

$$D/l = 2,5 \quad \text{ou} \quad l/D = 0,4 .$$

Il est alors possible, à toutes autres qualités égales, d'obtenir un coefficient de surtension maximum pour la bobine donnée, car la longueur du fil employé sera minimum.

Cependant, dans la pratique et lorsqu'il s'agit de récepteurs normaux, cette condition ne peut être retenue, car elle entraîne des dimensions prohibitives pour les bobines. Le coefficient de surtension garde encore une valeur très acceptable si nous prenons le rapport D/l voisin de 1, par exemple :

$$l = 0,7 D \quad \text{à} \quad 1,2 D .$$

Lorsqu'on utilise des carcasses dont le diamètre ne dépasse pas 30 mm, ces conditions peuvent être facilement réalisées et on arrive alors à simplifier le calcul en employant la formule :

$$L = \frac{D n^2}{118} \quad (26)$$

pour les bobines O.C., et, pour les bobines P.O., la formule

$$L = \frac{D n^2}{144} . \quad (27)$$

Dans ces deux formules L est exprimé en *microhenrys* et D en *centimètres*.

Le nombre de spires n peut être rapidement calculé par la formule suivante :

$$n = P\sqrt{L} \quad (28)$$

où L est en *microhenrys* et P est un coefficient qui dépend du diamètre et de la gamme, et qui est donné par le tableau suivant :

Gamme	Valeur du coefficient P pour les diamètres de :										
	1	1,2	1,5	1,8	2	2,2	2,5	3	3,5	4	4,5
P.O.	12,15	10,92	9,88	8,93	8,49	8,09	7,58	6,93	6,42	6	5,65
O.C.	10,9	9,95	8,9	8,12	7,71	7,34	6,78	6,28	5,83	5,45	5,14

Dans ce tableau les diamètres sont indiqués en *centimètres*.

La formule (28) nous permet de calculer le nombre de spires lorsque nous connaissons la self-induction L. Si, pour une raison ou pour une autre, nous ne connaissons pas L, le nombre de spires peut être déterminé, approximativement, et pour les trois gammes standard, par la formule

$$N \approx \frac{a \cdot P}{\sqrt{C}}, \quad (29)$$

où P est le coefficient tiré du tableau ci-dessus, et a est un autre coefficient dont la valeur est

398 pour G.O. ;

106 pour P.O. ;

26,5 pour O.C. .

La valeur de C dans cette formule sera égale à la capacité minimum totale du circuit (capacités parasites + capacité résiduelle du C.V.) pour les gammes P.O. et G.O., et à la capacité maximum totale pour la gamme O.C.

Il est évident qu'on n'utilisera pour ainsi dire jamais l'enroulement à une seule couche pour faire une bobine G.O., mais si on le fait son diamètre ne doit pas être inférieur à 4-5 cm.

Lorsque le nombre de spires est trouvé, il faut déterminer le diamètre du fil à employer. En tenant compte de ce que nous avons dit plus haut sur le rapport du diamètre de la bobine à sa longueur, nous calculerons le diamètre approximatif du fil (y compris l'isolant), à employer pour l'enroulement P.O., par la formule

$$d = \frac{D}{n}. \quad (30)$$

La même formule peut servir, bien entendu, en O.C., lorsqu'on bobine à spires rangées. Si on préfère la solution des spires espacées, le pas g (fig. 13) sera donné par la relation

$$g = \frac{0,7 D}{n}. \quad (31)$$

Dans les deux formules ci-dessus :

- d désigne le diamètre du fil à employer en *millimètres* ;
 D — le diamètre de la bobine, également en *millimètres* ;
 n — le nombre de spires ;
 g — le pas de l'enroulement, exprimé en *millimètres*, et qui est égal à $2d$ (fig. 13).

Ensuite, dans le tableau ci-dessous nous cherchons le fil qui convient le mieux à notre enroulement, en tenant compte de ce que nous avons dit plus haut sur les diamètres (sans isolement) à employer : 20/100 à 30/100 en P.O. ; 40/100 à 10/10 en O.C.

**TABLEAU DONNANT LE DIAMÈTRE DE QUELQUES FILS
AVEC OU SANS ISOLANT**

Diamètre sans isolant (en mm)	Diamètre avec isolant		Diamètre sans isolant (en mm)	Diamètre avec isolant	
	Email	Email-soie		Email	Email-soie
0,10	0,115	0,165	0,31	0,34	0,4
0,15	0,165	0,215	0,35	0,38	0,44
0,16	0,175	0,225	0,41	0,44	0,51
0,18	0,195	0,245	0,51	0,545	0,61
0,20	0,215	0,28	0,64	0,68	0,74
0,23	0,25	0,31	0,80	0,85	0,91
0,25	0,27	0,33	1,00	1,05	1,12
0,27	0,295	0,355			

Le fil étant choisi, il est bon de calculer la longueur réelle l de l'enroulement

$$l = n \cdot d \quad \text{ou} \quad l = n \cdot g, \quad (32)$$

suivant que cet enroulement se fait à spires rangées ou à spires espacées. Dans ces deux formules, les trois dimensions, l , d et g , sont exprimées en *millimètres*.

Si nous n'avons pas sous la main le diamètre strictement nécessaire, nous pouvons prendre un fil de diamètre approchant et recalculer le nombre de spires par la formule

$$n_1 = n \sqrt{\frac{d_1}{d}}, \quad (33)$$

où n_1 est le nouveau nombre de spires ;

n — le nombre de spires calculé primitivement ;

d_1 — le diamètre du fil dont on dispose ;

d — le diamètre du fil précédemment choisi.

Ayant recalculé le nombre de spires, on détermine, par l'une des formules (32), la nouvelle longueur de la bobine, puis on vérifie la nouvelle valeur de la self-induction à l'aide de la formule (25).

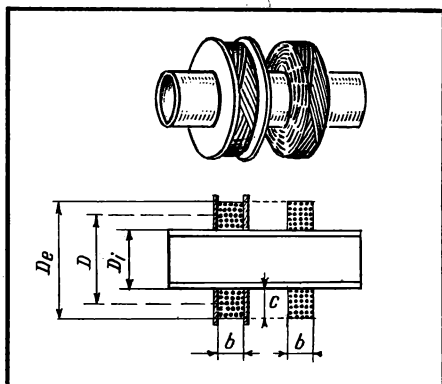
CALCUL DES BOBINES A PLUSIEURS COUCHES

L'enroulement à plusieurs couches est toujours adopté pour les bobines G.O. et, très souvent, pour les bobines P.O. également. La self-induction d'une bobine à plusieurs couches, que ce soit une « nids d'abeilles » ou une « en vrac » (fig. 14) peut être calculée par la formule suivante :

$$L = \frac{0,08 D^2 n^2}{3D + 9b + 10c}, \quad (34)$$

- où D est le diamètre moyen de la bobine, en *centimètres* ;
 b — la largeur de la bobine, en *centimètres* ;
 c — l'épaisseur de la bobine, en *centimètres* ;
 n — le nombre de spires ;
 L — la self-induction en *microhenrys*.

Fig. 14. — Dimensions à considérer lors du calcul d'une bobine à plusieurs couches.



On peut également calculer la self-induction d'une telle bobine par une autre formule

$$L = \frac{0,02 n^2 (D_e - D_i)^2}{6,5 D_e - 3,5 D_i + 9b}, \quad (35)$$

où D_e est le diamètre extérieur de la bobine et D_i son diamètre intérieur (c'est-à-dire celui de la carcasse), les deux étant exprimés en centimètres. Les autres facteurs ont la même signification et sont exprimés en mêmes unités que dans la formule (34).

Le nombre de spires d'une bobine à plusieurs couches peut être calculé par la formule

$$n = P_1 \sqrt{\frac{L}{D_e}}, \quad (36)$$

où P_1 est un coefficient qui dépend des rapports b/D_e et c/D_i et que l'on prendra dans le tableau suivant :

c/D_i	Valeur du rapport b/D_e					
	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
0,1	8,6	10,2	10,5	10,7	11,3	11,6
0,2	10,4	11,2	11,8	12,4	13	13,2
0,3	12,4	13,6	14,1	14,9	15,8	16
0,4	14,9	17,2	17,9	18,2	18,6	19,6
0,5	18,2	20	21,3	22,4	22,6	23,6

La qualité des bobines à plusieurs couches est meilleure lorsque le rapport b/D_e est compris entre 0,2 et 0,6, autrement dit lorsque le diamètre extérieur est supérieur de 3 à 5 fois à la largeur de l'enroulement.

La valeur la plus favorable du rapport c/D_e est comprise entre 0,1 et 0,3, c'est-à-dire que l'épaisseur de la bobine doit constituer de 10 à 30 % de son diamètre extérieur.

Pour la réalisation des bobines à plusieurs couches, on utilise généralement des carcasses de 10 à 20 mm de diamètre, et du fil émail-soie ou deux couches-soie, de 10/100 à 20/100. Pour les bobines P.O. on emploie souvent du fil divisé (« litz ») de 7 à 20 brins 5/100 à 7/100. La largeur de la bobine à plusieurs couches est généralement comprise entre 3 et 6 mm.

Il est relativement difficile de réaliser une bobine à plusieurs couches exactement conforme au calcul préalable, car il est pratiquement impossible d'observer rigoureusement toutes ces dimensions géométriques. Lorsque l'on fait appel à un noyau magnétique, l'ajustement définitif de la self-induction est facile, mais cet ajustement peut se faire même sur une bobine sans noyau réglable, en prévoyant une section mobile, en série avec la section fixe, pouvant glisser sur le tube-support. La section mobile comprendra 15 à 20 % du nombre total de spires (fig. 15). La self induction totale d'une telle bobine est donnée par la relation

$$L_{\text{tot}} = L_1 + L_2 \pm 2M$$

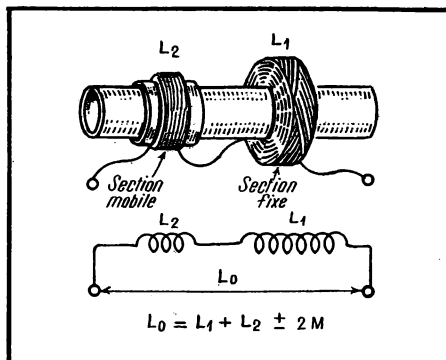
où L_1 est la self-induction du bobinage fixe ; L_2 celle du bobinage mobile ; et M , le coefficient d'induction mutuelle entre ces deux bobinages.

La valeur de l'induction mutuelle dépend de la distance entre les deux bobines, tandis que le signe est déterminé par le sens de l'enroulement. C'est

ainsi que le signe + correspond aux deux bobines « tournant » dans le même sens, tandis que le signe — est à utiliser dans le cas contraire. Un bobinage réalisé suivant la figure 15 permet de faire varier la self-induction, d'une façon continue, de 15 % environ.

Les formules que nous avons indiquées pour calculer les différentes bobines sont valables pour les bobinages sans écran, car l'emploi de ce dernier diminue la self-induction de la bobine « blindée » d'autant plus que le diamètre du blindage est plus faible par rapport à celui de la bobine.

Fig. 15. — Une solution pour réaliser une bobine ajustable sur une valeur de self-induction donnée.



Pour cette raison, si nous utilisons un blindage, nous sommes obligés d'augmenter un peu la self-induction de la bobine correspondante, en multipliant la self-induction précédemment calculée par un certain coefficient k que nous tirerons du tableau ci-dessous, et qui dépend du rapport D_b/D_e , D_b étant le diamètre intérieur du blindage et D_e celui, extérieur, de la bobine.

D_b/D_e	3	2,8	2,6	2,4	2,2	2	1,8	1,6	1,4	1,3	1,25
k	1,03	1,04	1,055	1,08	1,1	1,14	1,2	1,32	1,56	1,82	2

Nous voyons, d'après ce tableau, que si le diamètre du blindage est de 2,5 à 3 fois plus grand que celui de la bobine, la diminution de la self-induction est négligeable et nous pouvons ne pas en tenir compte.

Les blindages sont généralement réalisés en cuivre, laiton ou aluminium.

BOBINES AVEC NOYAUX MAGNÉTIQUES

Dans les récepteurs modernes on utilise largement des bobinages munis de noyaux magnétiques en poudre de fer spécialement traitée et agglomérée. L'utilisation de ces noyaux permet d'obtenir des bobinages à grand coefficient de surtension, même en O.C.

D'autre part, la présence d'un noyau magnétique variable, ce qui est presque toujours le cas, permet d'ajuster avec précision, et d'une façon particulièrement simple, la self-induction de la bobine, lors de la mise au point finale.

La variation de la self-induction de la bobine lorsqu'on y introduit un noyau magnétique dépend de la nature de ce dernier, ainsi que des dimensions de la bobine et du noyau. On arrive assez facilement à faire varier la self-induction de 25 à 50 %.

CHAPITRE III

STRUCTURE DES DIFFÉRENTS ÉTAGES D'UN RÉCEPTEUR

I. — Caractéristiques qualitatives d'un récepteur

Afin de pouvoir chiffrer les qualités d'un récepteur et pouvoir le comparer à d'autres appareils du même type, on a établi certaines bases d'appréciation et standardisé un certain nombre de mesures, dont les grandes lignes sont adoptées à peu près dans tous les pays, à quelques détails près.

PUISSANCE DE SORTIE

On comprend par ce terme la puissance électrique à fréquence acoustique, généralement 400 ou 800 périodes-seconde, délivrée par le récepteur au haut-parleur, autrement dit la puissance électrique définie ci-dessus et développée dans le circuit de sortie, c'est-à-dire aux bornes de la bobine mobile, par exemple.

La puissance de sortie d'un récepteur est exprimée en *watts* ou *voltampères*. Lorsqu'il s'agit de récepteurs alimentés par piles, ou mixtes, cette puissance est souvent exprimée en *milliwatts* ou *millivoltampères*.

Lorsqu'on définit la puissance de sortie d'un récepteur, on ne considère que la puissance pour laquelle le niveau des distorsions ne dépasse pas un certain minimum admis. Comme le niveau des distorsions est défini par le coefficient de distorsion non linéaire, la puissance de sortie se trouve liée à ce coefficient.

En général, lorsque ce coefficient de distorsion n'est pas spécifié, il est sous-entendu que la puissance de sortie indiquée se rapporte à un coefficient de distorsion non linéaire ne dépassant pas 10 %.

La puissance de sortie des récepteurs alimentés par piles (ou mixtes) varie généralement entre 100 et 300 mW (0,1 à 0,3 watt), suivant la lampe de sortie et la haute tension. La puissance de sortie des récepteurs alimentés sur secteur varie, elle, de 0,8-1 watt (pour les récepteurs « tous-courants ») à 2 - 3 watts (pour les récepteurs normaux sur alternatif).

A titre de comparaison nous pouvons indiquer que la puissance fournie par un poste à détecteur cristal constitue quelques millièmes de watt, tandis que la puissance d'un phonographe moyen (traduite en unités électriques) a comme ordre de grandeur 0,2 watt.

Il ne faut surtout pas confondre la puissance électrique délivrée par le récepteur avec la puissance acoustique, c'est-à-dire avec la puissance des vibrations acoustiques fournies par la membrane du haut-parleur. Comme le rendement d'un haut-parleur est très faible, de l'ordre de 1 %, la puissance acoustique est environ cent fois plus faible que la puissance électrique.

SENSIBILITÉ

La sensibilité caractérise le pouvoir du récepteur de capter des signaux faibles, autrement dit de recevoir des émissions lointaines.

On définit la sensibilité par le rapport de la tension B.F. recueillie à la sortie à la tension H.F. appliquée à l'entrée, aux prises antenne-terre.

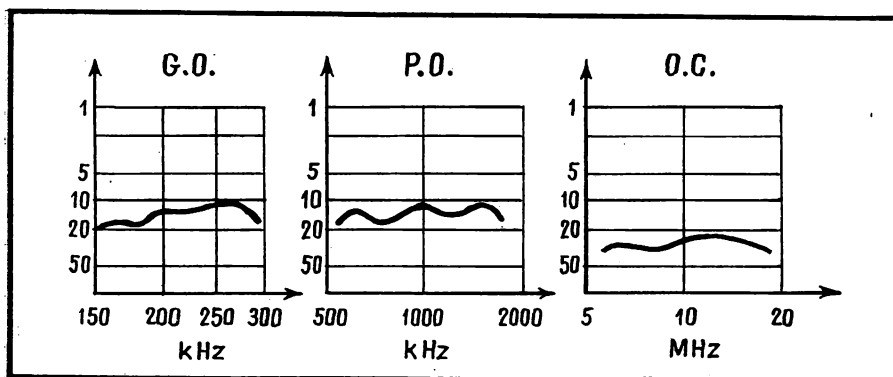


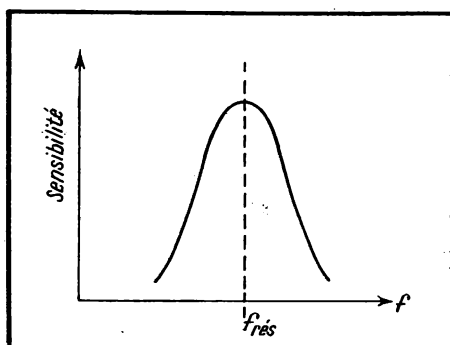
Fig. 16. — Courbes montrant la variation de la sensibilité le long des différentes gammes.

La sensibilité d'un récepteur s'exprime en *microvolts* (μV) et montre combien de microvolts il est nécessaire d'appliquer à l'entrée du récepteur pour qu'il nous fournisse une certaine puissance de sortie standard, qui a été fixée à 50 milliwatts (mW).

La définition « officielle » de la sensibilité standard est la suivante :

« On appelle sensibilité standard d'un récepteur la tension d'un signal H.F. modulé à 30 % par 400 Hz qui, étant appliqué entre l'extrémité de l'antenne et la prise de terre, détermine à la sortie du récepteur une puissance B.F. de 50 mW ».

Fig. 17. — Allure classique d'une courbe de sélectivité.



La sensibilité d'un récepteur est rarement constante le long d'une gamme et les courbes de la figure 16 nous donnent une idée sur la façon dont varie la sensibilité dans les limites des trois gammes d'un récepteur normal. La forme des courbes de sensibilité dépend des caractéristiques des circuits et de la fréquence.

Les chiffres que nous pouvons déduire des trois courbes ci-dessus constituent une moyenne ; il existe des récepteurs plus sensibles ou moins sensibles.

De toute façon, une sensibilité trop élevée, inférieure à $5 \mu\text{V}$, par exemple, est sans utilité pratique, car le niveau des parasites industriels et atmosphériques ne permet pas de l'utiliser.

SÉLECTIVITÉ

La sélectivité d'un récepteur est caractérisée par son pouvoir de séparer l'émission reçue des émissions voisines, et dépend du nombre de circuits accordés et de leur qualité.

Pour avoir une idée sur la sélectivité d'un récepteur, le meilleur moyen consiste à tracer sa courbe de sélectivité qui traduit les variations de sensibilité en fonction de la fréquence du signal, lorsque l'accord du récepteur est maintenu sur une fréquence fixe (fig. 17). Très souvent on définit la sélectivité d'un récepteur non à l'aide d'une courbe, mais par quelques chiffres montrant l'affaiblissement du signal reçu lorsque sa fréquence varie par rapport à celle sur laquelle est accordé le récepteur. En général, cet affaiblissement est indiqué pour des fréquences distantes de ± 10 ou ± 20 kHz par rapport à celle de résonance. La sélectivité du récepteur est d'autant meilleure que l'affaiblissement en question est plus important.

Comme chaque émetteur de radiodiffusion occupe dans l'éther une bande de fréquences de 8 à 10 kHz de largeur, deux stations voisines peuvent n'être distantes que de 10 kHz, sans qu'il en résulte un brouillage, si la sélectivité du récepteur est suffisante, par rapport à ce qu'on appelle le canal voisin.

Dans les récepteurs de qualité courante l'affaiblissement par rapport au canal voisin est de l'ordre de 40 à 50 fois, tandis que dans les récepteurs de qualité supérieure cet affaiblissement dépasse fréquemment 100 fois.

La sélectivité d'un récepteur est quelquefois définie par la largeur de la bande passante, qui montre la distance, en kHz, entre deux points de la courbe, situés sur une même horizontale, et pour lesquels la sensibilité diminue dans le rapport de 1 à 2. Cette largeur varie suivant la qualité des circuits et la conception de l'amplificateur M.F. : sélectif ou musical. En général elle est de l'ordre de 4,5 kHz dans le premier cas, et de 6,5 kHz dans le second. La figure 18 montre l'allure d'une courbe dont la largeur de bande est de 7 kHz.

SÉLECTIVITÉ-IMAGE

Tout récepteur superhétérodyne peut recevoir, en dehors de la station sur laquelle il est accordé, une autre émission, distante de la première de deux fois la valeur de la M.F., soit, dans les récepteurs actuels, de 910 à 944 kHz.

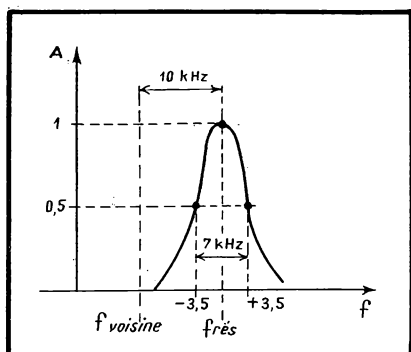


Fig. 18. — Allure d'une courbe de sélectivité dont la largeur de bande est de 7 kHz.

Cette deuxième fréquence dont la réception est possible, porte le nom de *fréquence-image*, et pour que sa présence ne puisse gêner la réception de la station désirée, la sensibilité du récepteur doit être affaiblie, par rapport à la fréquence-image, d'au moins une centaine de fois.

Lorsque la M.F. employée est de l'ordre de 450 – 480 kHz, la sélectivité-image suffisante est assez facilement obtenue en G.O. et P.O., mais en O.C. il n'en est pas de même, et l'affaiblissement n'est en général que de 5 à 20 fois environ.

La sélectivité-image est d'autant meilleure que la moyenne fréquence utilisée est plus élevée.

RÉPONSE EN FRÉQUENCE

La caractéristique en fréquence d'un récepteur montre jusqu'à quel point les différentes fréquences acoustiques, musicales, sont également amplifiées. Généralement, cette caractéristique n'est donnée que pour la partie B.F. du récepteur et varie considérablement suivant le genre du montage, la qualité du transformateur de sortie et celle du H.P., la nature des différentes corrections B.F. introduites, etc.

Un amplificateur de bonne qualité, sans aucune correction B.F., doit nous fournir une courbe sensiblement rectiligne et horizontale, entre 70 périodes

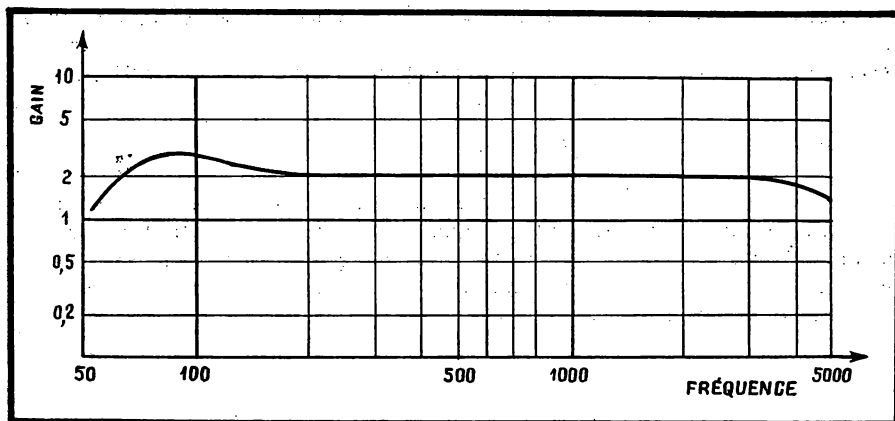


Fig. 19. — Courbe de réponse B.F. d'un récepteur ou d'un amplificateur de bonne qualité.

des et 5000 - 7000 périodes environ (fig. 19). L'amplification aux deux extrémités de cette courbe ne doit pas être inférieure de moitié à celle à 400 périodes.

COURBE DE FIDÉLITÉ

Cette courbe est analogue à celle de la figure 19, mais traduit la réponse du récepteur tout entier. Autrement dit, une tension H.F. constante, et modulée par une tension B.F. variable de 50 à 10 000 périodes, environ, est injectée à la prise d'antenne du récepteur, et on relève, dans ces conditions, la tension de sortie, aux bornes de la bobine mobile, par exemple.

La courbe de fidélité présente en général une chute d'amplification plus prononcée vers les fréquences élevées, à partir de 4000 périodes environ.

COEFFICIENT DE DISTORSIONS NON LINÉAIRES

Ce coefficient définit le pourcentage d'harmoniques supérieures dans un signal B.F. de fréquence fondamentale, recueilli à la sortie du récepteur. La présence de ces harmoniques a pour origine la non linéarité des caractéristiques des lampes.

Il a été établi, expérimentalement, que la distorsion qui en résulte n'est perceptible à l'oreille que si le pourcentage des harmoniques dépasse 5 % environ.

CARACTÉRISTIQUE DE C.A.V.

Cette caractéristique montre l'efficacité de la régulation automatique du volume ou antifading (C.A.V. = commande automatique de volume). Elle montre dans quelle mesure ce dispositif arrive à maintenir constante la tension de sortie, lorsque celle à l'entrée varie.

Dans un récepteur superhétérodyne de qualité courante, la tension de sortie ne doit pas varier de plus de 3 - 4 fois lorsque la tension à l'entrée du récepteur varie de 1 000 fois (généralement entre 100 μ V et 100 mV).

COEFFICIENT DE RONFLEMENT

Ce coefficient définit le rapport de la composante alternative de ronflement à la tension correspondant au signal, ces deux tensions étant mesurées à la sortie du récepteur. On admet généralement que ce coefficient, exprimé en pourcent, doit être de l'ordre de 1 à 2 %, lorsque la tension de sortie correspond à la puissance normale du récepteur.

2. — Circuits d'entrée

Les circuits d'entrée des récepteurs modernes sont généralement très simples. L'antenne est, le plus souvent, connectée à travers une capacité assez faible : 50 à 200 pF (fig. 20), et pour chaque gamme on utilise une bobine séparée. Ces bobines sont alternativement connectées au condensateur variable (C.V.) et à la grille de la lampe d'entrée par un commutateur (S_1). Chaque bobine est habituellement munie d'un petit condensateur ajustable (trimmer), dont la capacité peut être modifiée dans les limites de 3 à 30 pF, et d'un noyau magnétique réglable, comme nous avons indiqué plus haut.

Le condensateur C n'est pas indispensable. Sa présence n'est justifiée que par le montage dit « en parallèle » de la tension de C.A.V. appliquée à la

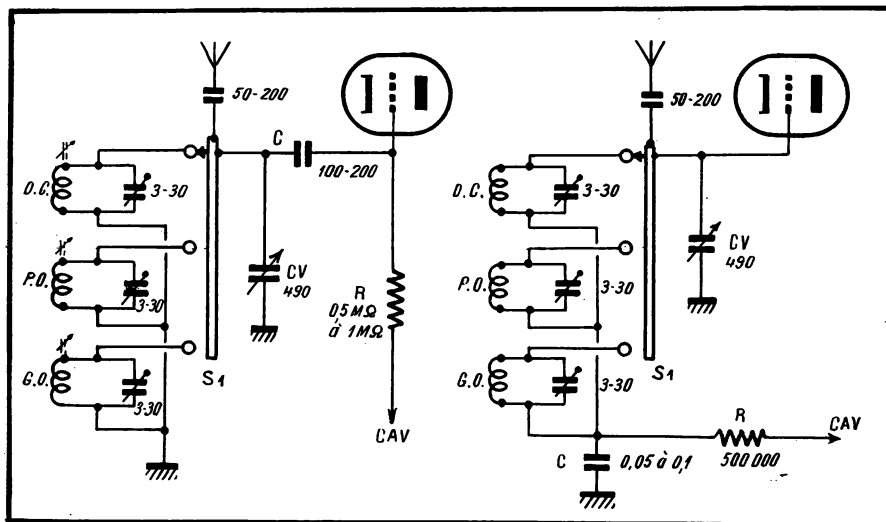


Fig. 20. — Circuit d'entrée d'un récepteur à couplage capacitif avec l'antenne.

Fig. 21. — Structure du circuit d'entrée dans le cas où la tension de C.A.V. est appliquée en série.

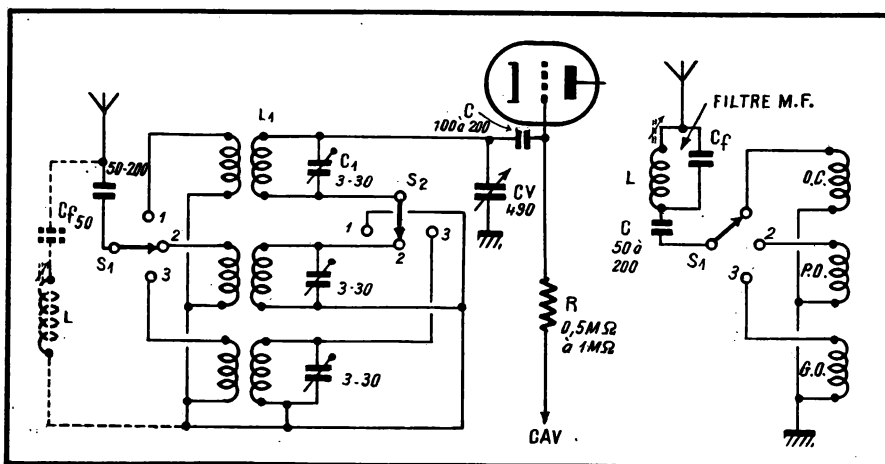


Fig. 22. — Circuit d'entrée d'un récepteur à couplage inductif avec l'antenne.

Fig. 23. — Filtre M.F. constitué par un circuit bouchon intercalé dans le circuit d'antenne.

grille de la lampe, à travers la résistance R . Il est possible, tout aussi bien, de réaliser le montage de la figure 21, dit « en série ». Le condensateur C est alors de 0,05 à 0,1 μF .

Le plus souvent on a recours au couplage inductif entre l'antenne et le circuit d'entrée (fig. 22), préférable, à tout point de vue, au couplage capacitif des figures 20 et 21.

Les avantages du couplage inductif sont, d'abord, une moindre sensibilité aux parasites industriels lorsque la réception s'effectue sur une petite antenne intérieure, et, ensuite, la possibilité de choisir convenablement la self-induction de la bobine d'antenne, de façon à favoriser la sensibilité soit dans le bas, soit dans le haut d'une gamme.

Si la fréquence propre de la bobine d'antenne est supérieure à la plus grande fréquence de la gamme, la sensibilité sera meilleure vers les fréquences élevées de cette gamme. Au contraire, si la fréquence propre de la bobine d'antenne est inférieure à la plus basse fréquence de la gamme, la sensibilité sera meilleure vers les fréquences basses.

Le plus souvent on adopte la solution du circuit d'antenne dont la fréquence de résonance est inférieure de 25 à 30 % à la plus basse fréquence de la gamme donnée. Nous avons donné, plus haut, les procédés de calcul des différents circuits en jeu.

Les différentes bobines, aussi bien côté antenne que côté grille, sont le plus souvent commutées suivant les figures 20 et 21 : chacune séparément.

Cependant, on emploie parfois une autre variante de commutation, que nous voyons, pour le circuit de grille, dans la figure 22. On y voit le circuit accordé O.C. ($L_1 - C_1$) rester en circuit en P.O. et G.O., ce qui n'a aucune

influence sur ces gammes. Mais cette solution évite la capacité parasite du contacteur en O.C. et permet la couverture d'une gamme plus large.

Assez souvent on introduit, à l'entrée du récepteur, un filtre éliminateur M.F., accordé sur cette fréquence. Un tel filtre est représenté, en pointillé, dans le schéma de la figure 22 et n'est autre chose qu'un circuit résonnant série, que nous connaissons déjà. On le réalise généralement soit avec C_f ajustable, soit avec L muni d'un noyau magnétique réglable, afin d'accorder l'ensemble exactement sur la moyenne fréquence lors de la mise au point.

Il est également possible d'employer, comme filtre M.F., un circuit parallèle, dit « circuit bouchon », dont le branchement se fait alors en série dans le circuit d'antenne, suivant la figure 23.

On a vu parfois des superhétérodynes du type simplifié, comportant un circuit d'entrée apériodique, c'est-à-dire non accordé, et une moyenne fréquence très élevée, de l'ordre de 3 MHz. Pour l'accord de ce genre de récepteurs il n'existe qu'un seul condensateur variable : celui du circuit d'oscillation locale.

Le circuit d'entrée d'un tel récepteur est donné par le schéma de la figure 24. La bobine d'arrêt H.F. (BA) sert pour arrêter les fréquences-images qui, pour ce type de récepteurs, se situent dans le domaine des ondes courtes ou dans celui de la M.F. (vers 3 MHz). Par contre, cette bobine ne présente qu'un faible obstacle aux fréquences des gammes P.O. et G.O.

La bobine BA comporte environ 150 spires en fil de 20/100, bobinées sur un tube de 10 mm de diamètre. Si on utilise un noyau magnétique le nombre de spires est réduit en conséquence.

Le condensateur C_2 (25 à 30 pF) a le même but, car pour les fréquences-images, la capacitance de C_2 est très faible et constitue, pratiquement, un court-circuit vers la masse.

Pour la réception des O.C., l'ensemble BA - C_2 doit être, bien entendu, déconnecté par une commutation appropriée.

Les récepteurs à amplification directe ne sont généralement prévus que pour la réception de deux gammes, P.O. et G.O., et leurs circuits d'entrée s'en trouvent simplifiés. Le schéma de la figure 25 montre la disposition des deux circuits d'un récepteur à amplification directe : circuit d'entrée $L_1 - C_2$, et circuit de liaison H.F.

La commutation est simplifiée et se réduit au court-circuit de la portion G.O. de chaque circuit dans la position P.O., par les inverseurs S_1 et S_2 .

Les circuits d'entrée et de liaison H.F. doivent être accordés sur la même fréquence pour n'importe quelle position du bloc des deux C.V., C_2 et C_5 . Pour assurer cette concordance et compenser d'éventuelles différences de capacité parasite ou de self-induction, on utilise des trimmers ajustables C_3 et C_6 , pour l'alignement vers les fréquences supérieures de la gamme P.O., et des noyaux magnétiques réglables pour la même opération à l'autre extrémité de la même gamme. En G.O., seuls les noyaux réglables sont prévus.

La bobine d'arrêt BA (fig. 25) est de 5 à 8 mH, et le condensateur de liaison C_7 de 50 à 150 pF.

Lorsqu'un étage de préamplification H.F. accordé est prévu sur un récepteur, le schéma général reste, dans ses grandes lignes celui de la figure 25,

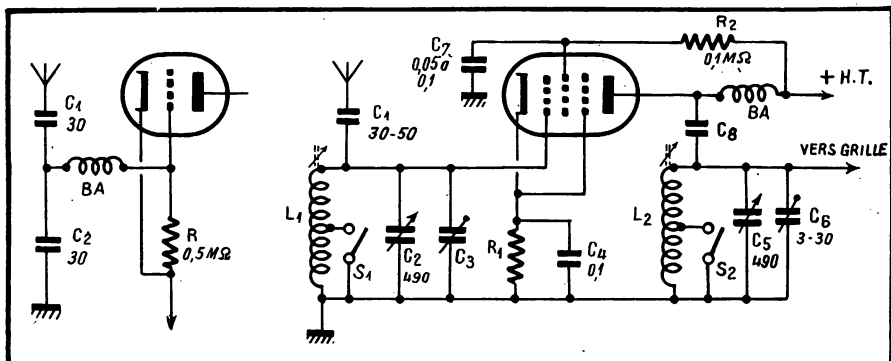


Fig. 24. — Circuit d'entrée d'un récepteur dont l'accord se fait uniquement par le C.V. d'oscillateur.

Fig. 25. — Disposition des deux circuits d'un récepteur à amplification directe.

avec cette différence que le circuit d'entrée est, le plus souvent, conforme à la figure 22, et que les bobinages du circuit de liaison H.F. sont séparés pour chaque gamme et commutés comme pour le circuit d'entrée.

Pour la plaque de l'amplificatrice H.F. on peut utiliser soit la disposition de la figure 25, avec bobine d'arrêt et condensateur de liaison, soit un système analogue au circuit d'entrée, où il existe une bobine de plaque séparée pour chaque gamme, avec commutation appropriée.

Bien entendu, s'il s'agit d'un superhétérodyne, la C.A.V. est presque toujours appliquée sur la grille de l'amplificatrice H.F.

Ces derniers temps, il se manifeste une tendance de réaliser des étages amplificateurs H.F. avec entrée apériodique, en utilisant une lampe à très grande pente, genre EF42, 6AC7 ou EF80.

Un étage apériodique équipé d'un tel tube procure un gain suffisant, sans compliquer la construction du récepteur. Son schéma général est celui de la figure 26 et son avantage réside surtout dans l'amélioration du rapport signal-bruit de fond.

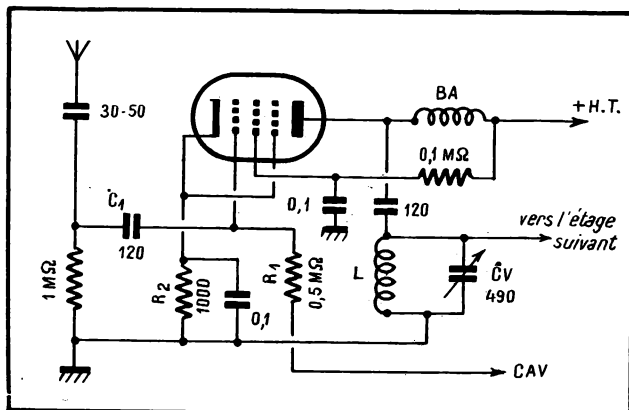


Fig. 26. — Schéma d'un étage amplificateur H.F. dit apériodique.

3. — Etages de changement de fréquence

Un étage changeur de fréquence a pour but, dans un superhétérodyne, de transformer la fréquence du signal reçu, en une autre fréquence, appelée *moyenne* et sur laquelle sont accordés les circuits M.F.

On fait appel pour cela à un oscillateur auxiliaire, appelé souvent oscillateur local, et dont les oscillations, combinées avec celles du signal reçu donnent la moyenne fréquence. Un étage changeur de fréquence assure donc deux fonctions bien distinctes : production d'oscillations et leur mélange à celles du signal reçu. Le circuit accordé sur la fréquence résultante, moyenne fréquence ou M.F., est intercalé dans le circuit anodique de la lampe changeuse de fréquence.

Le plus souvent le changement de fréquence est assuré par une seule lampe, presque toujours d'un type spécial, mais on peut fort bien utiliser pour cela deux lampes séparées, solution qui peut même présenter quelques avantages dans certains cas. Actuellement on utilise, pour le changement de fréquence, les tubes suivants :

ECH42 ou UCH42	dans la série Rimlock ;
6BE6 ou 12BE6	dans la série Miniature-secteur ;
1R5 ou DK96	dans la série Miniature-batteries ;
ECH81 ou UCH81	dans la série Noval.

Le schéma de la figure 27 donne le montage d'une triode-heptode (ECH81 ou UCH81), mais certains éléments de ce schéma peuvent subir des modifications suivant qu'il s'agit d'un récepteur alternatif (ECH81) ou d'un tous-courants (UCH81). Nous allons passer brièvement en revue l'ordre de grandeur et l'importance de ces différents éléments :

- C₁ — Condensateur série d'antenne. Sa valeur dépend de la conception du bobinage utilisé. Ordre de grandeur : 50 à 200 pF.
- C₂ — Condensateur de liaison de grille de commande. Ordre de grandeur : 100 à 200 pF.
- C₃ — Condensateur de liaison de grille oscillatrice. Presque toujours de 47 pF.
- C₄ — Condensateur de liaison d'anode oscillatrice. Presque toujours de 470 pF.
- C₅ — Padding fixe P.O. Sa valeur est fonction du C.V. employé et de la M.F. Ordre de grandeur : 450 à 500 pF.
- C₆ — Padding fixe G.O. Sa valeur dépend des mêmes facteurs que celle du padding P.O. Ordre de grandeur : 130 à 170 pF.
- C₇ — Condensateur de découplage d'écran. Généralement de 0,05 à 0,1 μ F.

- R_1 – Résistance à travers laquelle est amenée la tension de C.A.V. Ordre de grandeur : 0,5 à 1 M Ω .
- R_2 – Résistance de fuite de grille oscillatrice. Pour les lampes ECH81 et UCH81 elle sera toujours de 27 000 à 33 000 ohms.
- R_3 et R_4 – Résistances formant diviseur de tension pour l'alimentation de l'écran de la changeuse de fréquence. Pour un récepteur alternatif (+ H.T. = 250 V), la valeur de ces résistances est $R_3 = R_4 = 25\,000$ à $30\,000$ ohms. Lorsqu'il s'agit d'un récepteur tous-courants, donc pour une UCH81 (+ H.T. = 100 V), nous devons avoir : $R_3 = 15\,000$ à $18\,000$ ohms et $R_4 = 22\,000$ à $27\,000$ ohms.
- R_5 – Avec une ECH81 (+ H.T. = 250 V) : 25 000 à 35 000 ohms. Avec une UCH81 (+ H.T. = 100 V) : 10 000 ohms. Dans ce dernier cas, il vaut mieux remplacer R_5 par une bobine d'arrêt de 5 à 8 mH.
- L_7 – Primaire du transformateur M.F.

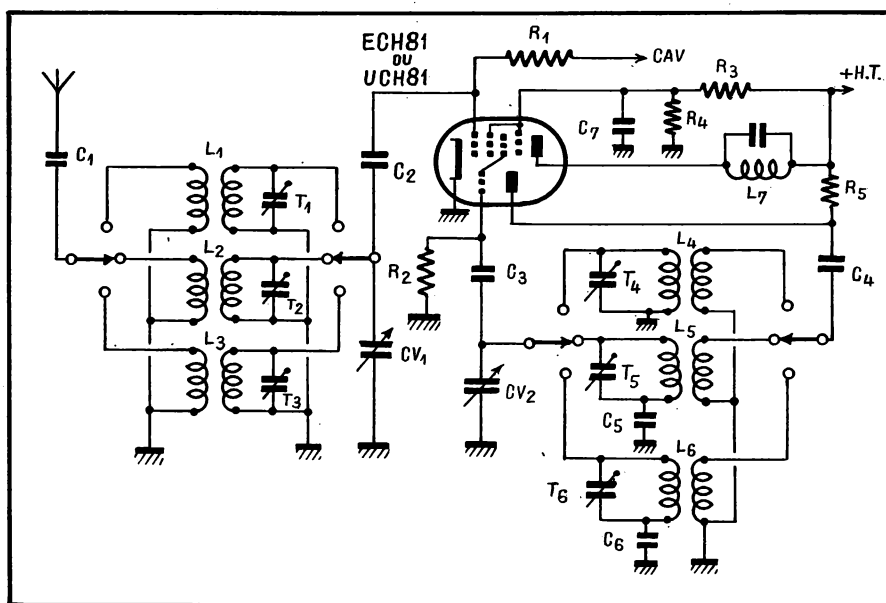


Fig. 27. — Montage d'une triode-heptode en changeuse de fréquence.

Très souvent, le circuit accordé de l'oscillateur n'est pas celui de grille, mais celui de plaque, d'après le schéma de la figure 28. Les différents éléments de ce schéma (R_2 , C_3 , C_4 et R_5) ont la même valeur que dans le cas de la figure 27.

Le schéma de la figure 29 donne le montage d'une pentagride (ou heptode) 6BE6 ou 12BE6. Comme dans le schéma précédent, certains éléments changent

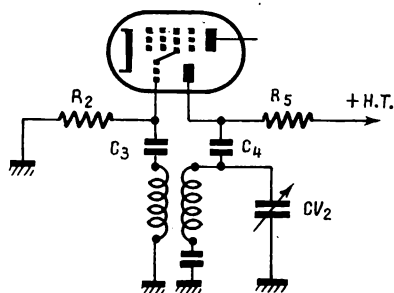


Fig. 28 (A gauche). — L'accord de l'oscillateur se fait très souvent dans le circuit de plaque.

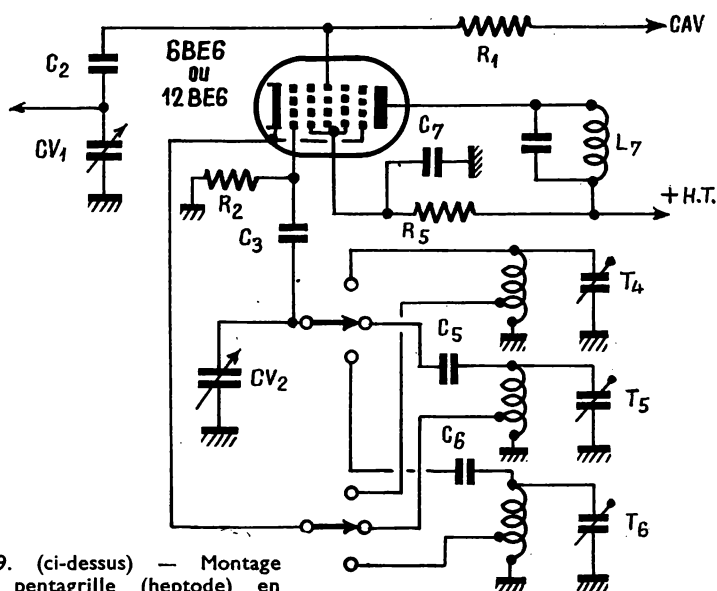


Fig. 29. (ci-dessus) — Montage d'une pentagride (heptode) en changeuse de fréquence.

de valeur suivant qu'il s'agit d'un récepteur alternatif (6BE6) ou d'un tous-courants.

R_1 — Même fonction et même valeur que dans le schéma de la figure 27.

R_2 — Résistance de fuite de grille oscillatrice. Généralement de 20 000 à 25 000 ohms.

R_5 — Résistance alimentant l'écran de la lampe. Ordre de grandeur : 20 000 ohms pour une 6BE6 (+ H.T. = 250 V) et 5 000 ohms pour une 12BE6 (+ H.T. = 100 V).

C_2 , C_3 et C_7 — Mêmes valeurs que dans le schéma de la figure 27.

C_5 et C_6 — Paddings fixes P.O. et G.O.

Les étages de changement de fréquence des récepteurs alimentés sur piles ont exactement la même constitution que les schémas précédents, mais l'absence de la cathode séparée y introduit quelques modifications. La lampe utilisée est toujours la pentagride 1R5, dont le schéma de branchement nous est donné par la figure 30. La commutation des bobinages, d'entrée et d'oscillation, n'est pas représentée sur ce schéma ; elle est la même que celle du schéma de la figure 27. La haute tension est, généralement, de 67 à 90 V.

Une variante de l'étage changeur de fréquence pour postes alimentés par piles est celle de la figure 31.

Dans les deux cas, la valeur de la résistance R_4 dépend de la haute tension disponible et peut varier de 5 000 à 15 000 ohms. La valeur du condensateur de liaison C_2 est le plus souvent de 100 pF, quelquefois de 47 pF.

Le schéma de la figure 32 représente un étage changeur de fréquence à deux tubes, dont l'oscillateur local (6BA6) fonctionne suivant le système « Eco ». En général, ce genre de changement de fréquence n'est utilisé que dans des récepteurs professionnels et son avantage se fait surtout sentir en O.C.

Lorsqu'il s'agit d'un superhétérodyne à moyenne fréquence élevée (2,5 à 3 MHz), on y prévoit généralement une gamme commune P.O. - G.O. et plusieurs bandes O.C. étalées. Ces récepteurs sont relativement simples à construire et à mettre au point, et leur fonctionnement est satisfaisant. Le schéma de la figure 33 montre l'étage changeur de fréquence d'un tel récepteur, dont la M.F. sera de l'ordre de 1,8 à 2 MHz. La résistance d'écran R_2 peut être, bien entendu, remplacée par un diviseur de tension comme dans la figure 27.

4. — Amplificateurs M.F. et détecteurs

Les amplificateurs M.F. dans les récepteurs modernes ne brillent pas par la diversité des schémas et l'originalité des solutions employées. Lorsqu'on ne

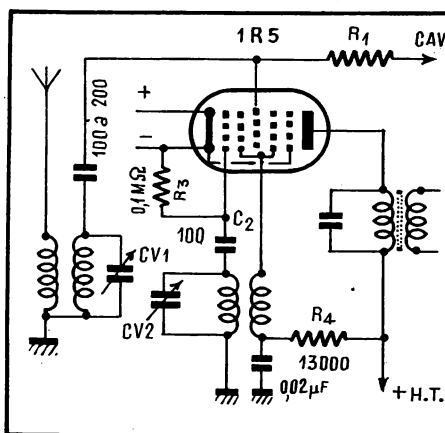


Fig. 30. — Montage d'une pentagride 1R5 en changeuse de fréquence.

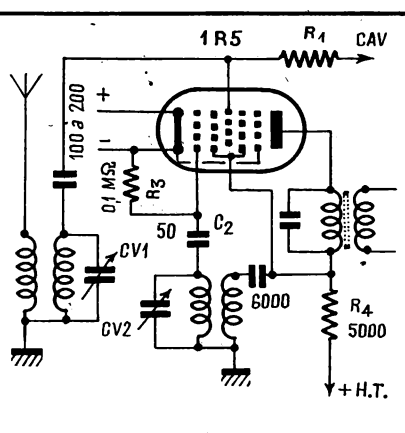


Fig. 31. — Variante d'un montage changeur de fréquence pour postes alimentés par piles.

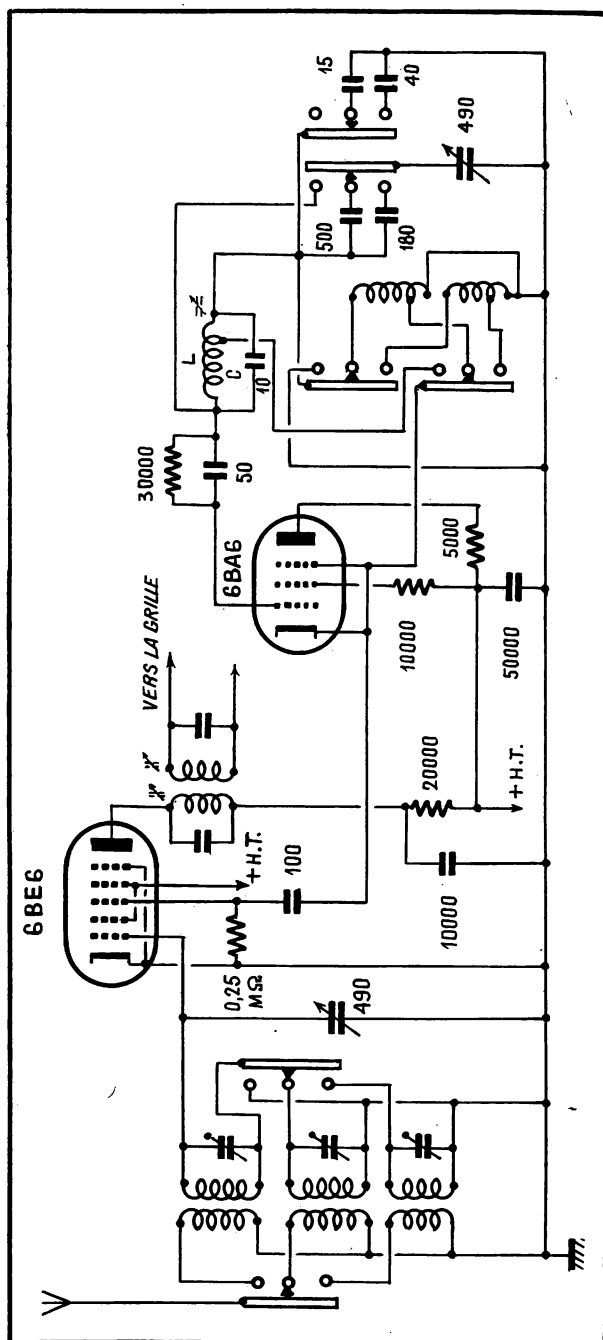


Fig. 32. — Schéma d'un étage changeur de fréquence à deux lampes.

cherche pas une grande sélectivité, on se contente parfois d'un amplificateur comme celui de la figure 34, où les lampes comportent, dans leur circuit d'anode, un circuit bouchon accordé sur la moyenne fréquence. La liaison avec la grille de la lampe suivante, ou avec la diode détectrice, s'effectue par un condensateur de 100 à 200 pF (C).

Le réglage exact des circuits M.F. sur la fréquence nécessaire se fait le plus souvent à l'aide de noyaux magnétiques mobiles, et, beaucoup plus rarement, à l'aide de condensateurs ajustables.

Normalement, un amplificateur M.F. classique est conforme au schéma de la figure 35 et ne comporte qu'une lampe amplificatrice M.F. Dans les cas, beaucoup plus rares, où il est fait appel à deux lampes, le schéma reste le même, mais il y a, bien entendu trois transformateurs M.F.

Ces derniers sont constitués par deux circuits identiques, couplés inductivement et, presque toujours, enfermés dans un blindage. Chaque circuit est

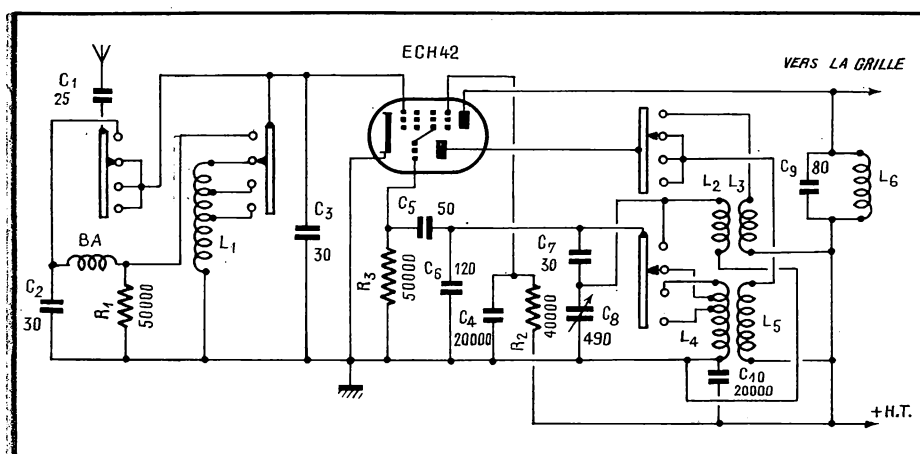


Fig. 33. — Etage changeur de fréquence d'un récepteur à circuit d'entrée apériodique et à gamme P.O.-G.O. commune.

accordé sur la moyenne fréquence, la largeur de la bande passante de chaque transformateur, et celle de l'amplificateur M.F. tout entier, dépendant du couplage entre le primaire et le secondaire de chaque transformateur, c'est-à-dire de la distance des deux bobines.

Les amplificatrices M.F. sont toujours des pentodes à pente variable ou basculante. Le schéma d'utilisation reste le même quelle que soit la lampe utilisée et c'est seulement la résistance de polarisation dans la cathode de l'amplificatrice qui peut changer. La valeur de cette résistance reste toujours comprise entre 150 et 600 ohms, et on l'ajuste lors de la mise au point définitive du montage afin d'avoir le maximum de sensibilité.

Assez souvent la cathode de l'amplificatrice M.F. est réunie directement à la masse, comme nous l'avons représenté pour la changeuse de fréquence. La polarisation nécessaire est, dans ce cas, amenée par la ligne de C.A.V.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur « tous-courants », c'est-à-dire utilisant les tubes tels que UF41 ou 12BA6, l'écran de l'amplificatrice M.F. est très souvent réuni directement au + H.T., qui est alors de 100 volts environ.

Dans les récepteurs alimentés par piles, les lampes presque exclusivement employées pour l'amplification M.F. sont les penthodes 1T4 et DF96, et leur schéma d'utilisation reste celui de la figure 35, avec cette différence que la polarisation par la cathode n'existe évidemment pas et que l'écran est très souvent réuni directement au + H.T. surtout si cette dernière n'est que de 67 volts, comme c'est souvent le cas. Si la haute tension est supérieure à 67 volts, ou si l'on veut réduire la consommation du récepteur en courant H.T., la résistance d'écran sera de 15 000 à 20 000 ohms, avec un condensateur de découplage de 0,05 μ F.

En ce qui concerne la détection, on utilise, dans les récepteurs modernes, presque exclusivement la détection diode, mais il est cependant nécessaire de dire quelques mots sur la détection « grille » qui a sa place dans certains récepteurs simples et bon marché.

Lorsqu'on fait appel à la détection grille, on prévoit presque toujours une réaction (détectrices à réaction) qui augmente considérablement la sensibilité du montage. Le schéma d'un détecteur avec réaction est pour ainsi dire standard et nous le voyons dans la figure 36. La lampe utilisée est toujours une penthode H.F. (EF89, EF41, 6BA6, etc.), dont la charge anodique est constituée, pour la H.F. par la bobine d'arrêt BA, et pour la B.F. par la résistance R_1 . La liaison avec l'étage suivant est assurée par le condensateur C_3 .

Le circuit de réaction comprend le condensateur de séparation C_1 , la bobine de réaction L_2 et le condensateur variable C_2 , qui sert à doser la réaction.

Lorsque la détection grille est employée dans un superhétérodyne, la réaction est appliquée sur le transformateur M.F. qui précède la détectrice. Le bobinage de réaction est alors couplé également aux deux enroulements du transformateur M.F. Par exemple, si ces deux enroulements sont réalisés sur un même tube, la bobine de réaction se placera sur le même tube, à distance égale des deux bobines M.F.

La bobine de réaction peut être également intercalée dans le circuit cathodique de la lampe, et le dosage de la réaction se fera alors par modification de la tension d'écran de la lampe. Un tel schéma est représenté dans la figure 37, mais son aspect plus familier nous est donné par la figure 38 qui représente le schéma d'une détectrice à réaction « Eco », bien connue. La bobine utilisée pour l'accord comporte une prise située environ au cinquième du nombre de spires du côté masse.

Il faut remarquer que si la réaction s'effectue sur un circuit à fréquence fixe, comme c'est le cas d'une réaction agissant sur un transformateur M.F., nous pouvons fort bien régler cette réaction une fois pour toutes. Que ce soit le schéma de la figure 36 ou celui de la figure 38, nous pouvons prévoir, dans le premier cas, un ajustable à la place du C_2 , et dans le second cas une résistance semi-variable à la place du potentiomètre de 0,2 M Ω .

Mais, comme nous l'avons indiqué plus haut, la détection la plus souvent employée reste la détection diode, que l'on effectue généralement à l'aide d'une lampe combinée : diode-penthode, ou double diode-triode.

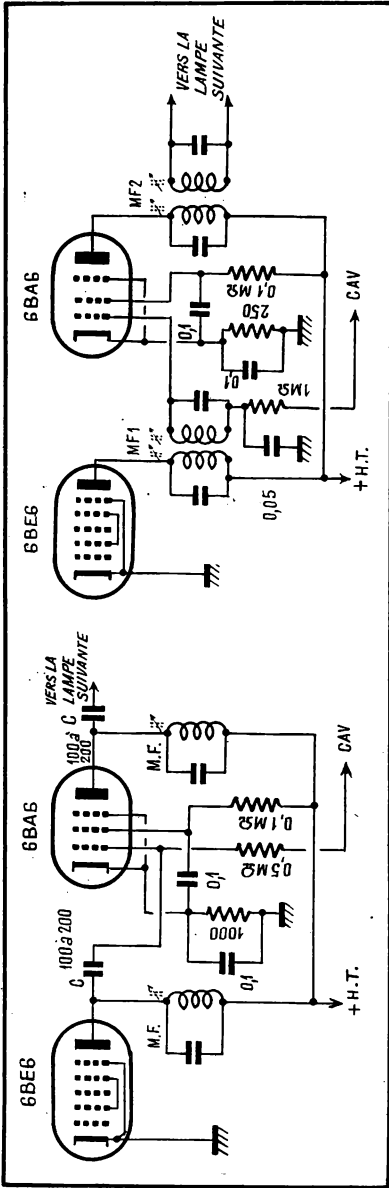


Fig. 34. — Un amplificateur M.F. utilisant des circuits bouchons n'est pas souvent employé en radio.

Fig. 35. — Schéma d'un amplificateur M.F. classique à un seul étage.

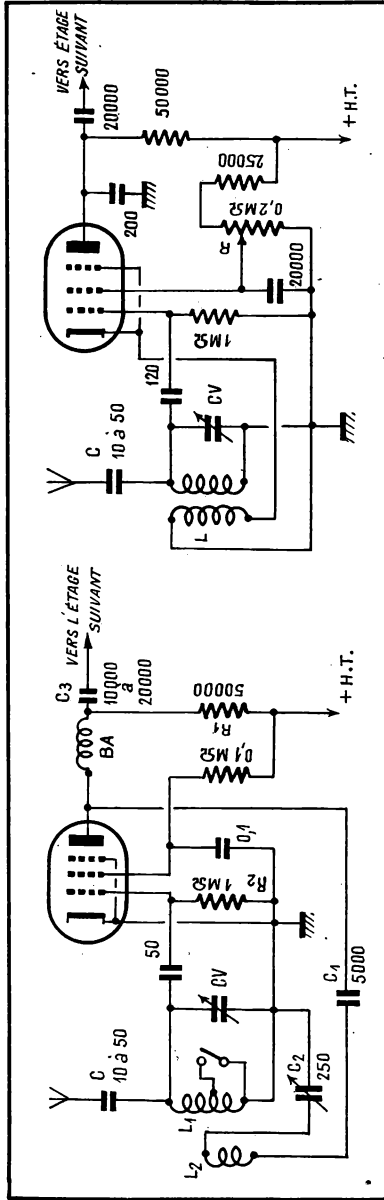


Fig. 36. — Schéma d'un étage détecteur avec réaction.

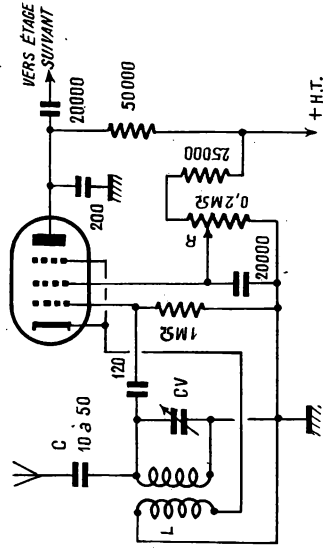


Fig. 37. — Le dosage de la réaction peut se faire par l'ajustage de la tension d'écran.

Le schéma de la figure 39 nous montre un étage détecteur-préamplificateur B.F., où une double diode-triode (EBC81, EBC41, 6AV6 ou autre) est employée comme détectrice du signal (diode d_1), comme détectrice d'antifading (diode d_2) et comme préamplificatrice B.F. (élément triode). La résistance R_3 , constituée par un potentiomètre, permet de régler la puissance du récepteur.

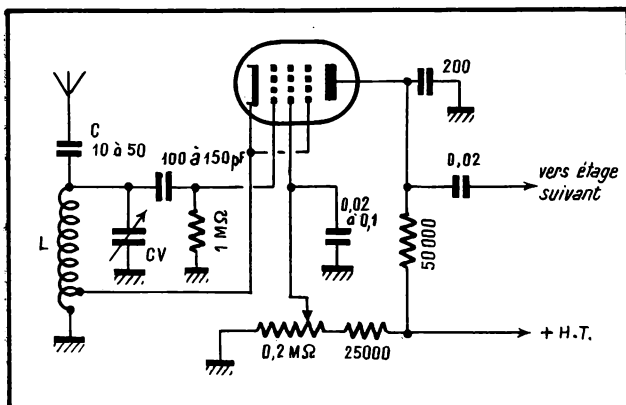


Fig. 38. — Schéma d'une détectrice à réaction du type « Eco ».

Comme dans le cas de l'étage changeur de fréquence, certaines valeurs de ce schéma peuvent varier suivant la lampe employée et aussi suivant le type du récepteur : alternatif ou tous-courants. Nous allons passer rapidement en revue l'ordre de grandeur de ces différentes valeurs, suivant les conditions d'utilisation.

R_1 — Résistance de filtrage du circuit antifading. Ordre de grandeur : 0,5 à 1 MΩ, cette valeur restant inchangée quels que soient le type de la lampe et la valeur de la haute tension.

R_2 — Résistance de charge de la détection C.A.V. Ordre de grandeur : 1 MΩ dans tous les cas.

R_3 — Résistance de polarisation de la lampe. Varie suivant la lampe employée et les conditions d'utilisation. Voici quelques ordres de grandeur :

Lampe EBC41 (+ H.T. = 250 V) — 1000 à 2000 ohms, d'autant plus élevée que R_7 est plus grande ;

Lampe UBC41 (+ H.T. = 100 V) — 4000 à 5000 ohms ;

Lampe 6AV6 (+ H.T. = 250 V) — 1500 à 3000 ohms, d'autant plus élevée que R_7 est plus grande ;

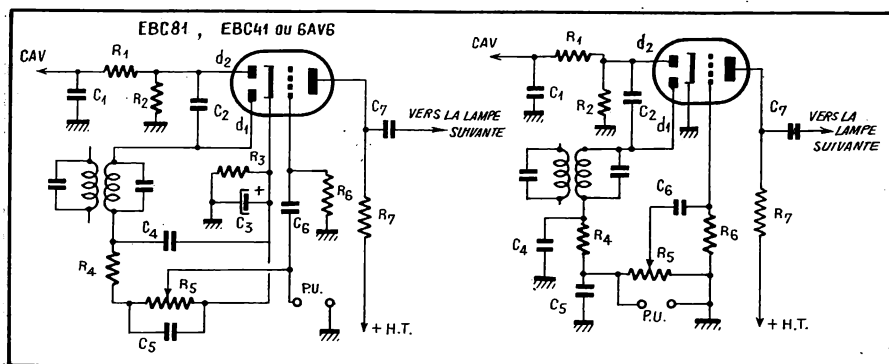
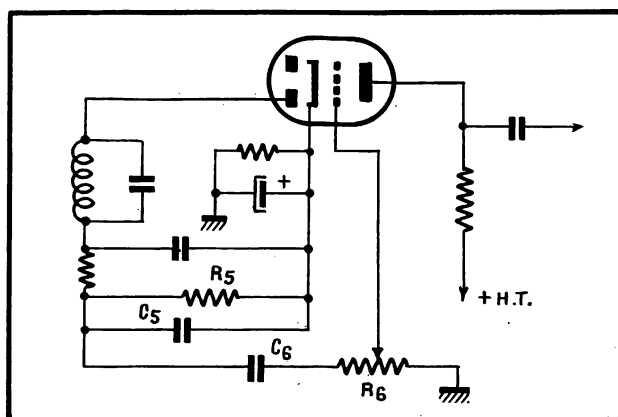


Fig. 39. — Schéma d'un étage détecteur-préamplificateur B.F. utilisant une double diode-triode.

Fig. 40. — Un autre aspect d'un étage détecteur-préamplificateur B.F. à double diode-triode.

- Lampe 12AV6 (+ H.T. = 100 V) — 4500 à 7500 ohms ;
 Lampe EBC81 (+ H.T. = 250 V) — 1800 ohms avec $R_7 = 220 \text{ k}\Omega$;
 Lampe UBC81 (+ H.T. = 100 à 170 V) — 3,9 k Ω avec $R_7 = 100 \text{ k}\Omega$.
 R_4 — Résistance de filtre H.F. Valeur classique dans tous les cas : 47 k Ω .
 R_5 — Potentiomètre de commande de puissance. Presque toujours de 0,5 à 1 M Ω . Sert de résistance de charge de détection.
 R_6 — Résistance de fuite de grille. Ordre de grandeur : 0,5 à 1 M Ω .
 R_7 — Résistance de charge d'anode. Une valeur comprise entre 100 000 et 250 000 ohms convient pour tous les cas.
 C_1 — Condensateur de découplage du circuit de C.A.V. Est d'autant plus faible que R_1 est plus élevée. Par exemple, avec $R_1 = 0,5 \text{ M}\Omega$ on prendra $C_1 = 0,1 \text{ }\mu\text{F}$, et avec $R_1 = 1 \text{ M}\Omega$, $C_1 = 0,05 \text{ }\mu\text{F}$.
 C_2 — Condensateur de très faible valeur, généralement de 10 à 25 pF.
 C_3 — Condensateur électrochimique du type « polarisation », de 10 à 25 μF , isolement 20 à 30 volts.
 C_4 et C_5 — Condensateurs au mica de 100 à 200 pF.
 C_6 — Condensateur de liaison. Ordre de grandeur : 10 000 à 20 000 pF.
 C_7 — Condensateur de liaison. Ordre de grandeur 10 000 à 50 000 pF.

Fig. 41. — Le potentiomètre régulateur de puissance est placé souvent en résistance de fuite de la préamplificatrice.



Le schéma de la figure 39 est très souvent simplifié et prend alors la forme de la figure 40. La cathode de la lampe est réunie à la masse et la polarisation est assurée par le courant inverse de grille, qui crée une légère tension négative sur la résistance R_6 que l'on choisit de valeur élevée : 5 à 15 M Ω . La valeur du condensateur C_6 peut être diminuée et n'être que de 3000 à 5000 pF. Toutes les autres valeurs du schéma restent les mêmes que celles de la figure 39.

Enfin, assez souvent la résistance de charge de détection R_5 est fixe et c'est la résistance de fuite R_6 qui est constituée par un potentiomètre (fig. 41). Toutes les valeurs restent les mêmes.

Lorsqu'il s'agit de récepteurs alimentés sur piles, la détection se fait par l'élément diode d'une 1S5, diode-penthode, dont le schéma de la figure 42

donne le montage. L'ordre de grandeur de la valeur des différents éléments de ce schéma sera :

R_1 —	50 000 à 100 000 ohms	C_1 et C_2 —	50 à 100 pF
R_2 —	1 M Ω	C_3 —	1000 à 5000 pF
R_3 —	10 M Ω	C_4 —	0,02 à 0,05 μ F
R_4 —	1 à 5 M Ω	C_5 —	3000 à 10 000 pF
R_5 —	200 000 ohms à 1 M Ω	C_6 (facultatif) —	100 à 200 pF

5. — Amplificateurs B.F. - Contre-réaction - Déphaseurs

Les amplificateurs B.F. des récepteurs modernes sont d'un type et d'une conception assez variés. S'il s'agit d'un récepteur simple à amplification directe, la lampe détectrice est, presque toujours, immédiatement suivie par la lampe

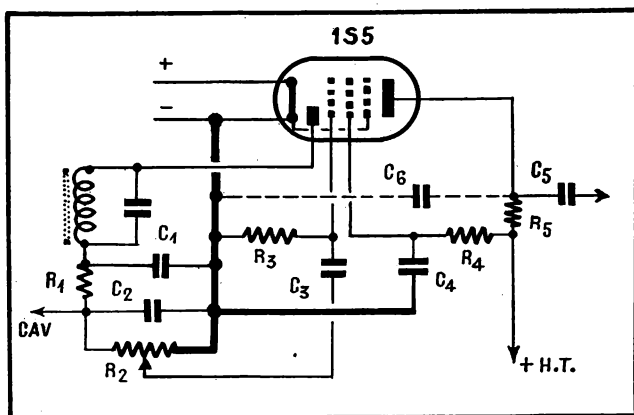
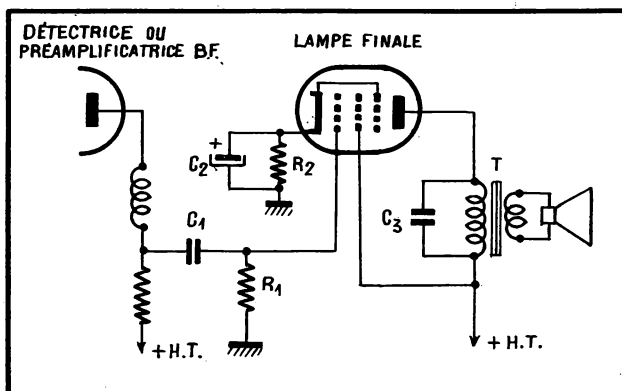


Fig. 42. — Etage détecteur et préamplificateur utilisant une 1S5.

finale de puissance, par exemple suivant le schéma de la figure 43. Le même schéma peut d'ailleurs être utilisé pour n'importe quel superhétérodyne, alternatif ou tous-courants. Ce qui change, d'une lampe à l'autre, c'est surtout la valeur de la résistance de polarisation R_2 , l'impédance primaire du transformateur de sortie T et, dans une certaine mesure, la valeur de la résistance de fuite R_1 . Voici la liste des différentes lampes que nous pouvons utiliser, avec les indications sur les conditions d'emploi :

- EL84 (+ H.T. = 250 V) — R_2 = 150 Ω . Impédance primaire du transformateur T = 5200 ohms. Ne pas dépasser 750 000 ohms pour R_1 ;
- UL84 (+ H.T. = 100 V) — R_2 = 150 Ω . Impédance primaire du transformateur T = 2400 ohms. Ne pas dépasser 750 000 ohms pour R_1 ;
- EL41 (+ H.T. = 250 V) — R_2 = 150 à 170 ohms. Impédance primaire du transformateur T = 7000 ohms. Ne pas dépasser 750 000 ohms pour R_1 ;
- UL41 (+ H.T. = 100 V) — R_2 = 150 ohms. Impédance primaire du transformateur T = 3000 ohms. Ne pas dépasser 750 000 ohms pour R_1 ;

Fig. 43. — Schéma classique de la partie B.F. d'un récepteur normal, à lampe finale unique.



6AQ5 (+ H.T. = 250 V) — $R_2 = 250$ ohms. Impédance primaire du transformateur T = 4000 ohms. Ne pas dépasser 500 000 ohms pour R_1 ;

50B5 (+ H.T. = 100 V) — $R_2 = 140$ à 150 ohms. Impédance primaire du transformateur T = 2500 ohms. Ne pas dépasser 250 000 ohms pour R_1 .

Dans tous les cas et avec toutes les lampes, la valeur du condensateur C_2 , électrochimique du type « polarisation », sera aussi élevée que possible, de 50 à 100 μ F, isolement 25 à 50 volts.

Le condensateur C_3 sert à prévenir certains accrochages et aussi à rendre la tonalité moins aiguë. Son action, à valeur égale, est d'autant plus marquée que l'impédance primaire du transformateur T est plus élevée.

Lorsqu'il s'agit de récepteurs alimentés sur piles, l'étage final d'amplification B.F. se présente suivant le schéma de la figure 44a. Le montage, comme on le voit, est tout à fait analogue au précédent, mais certaines particularités appellent quelques remarques.

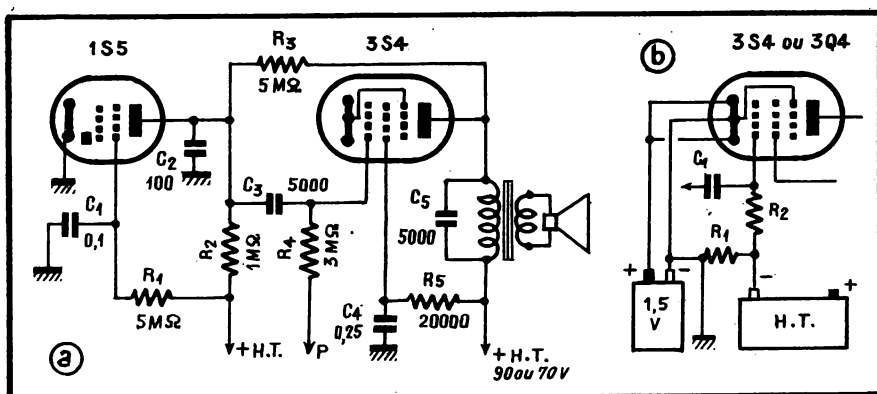
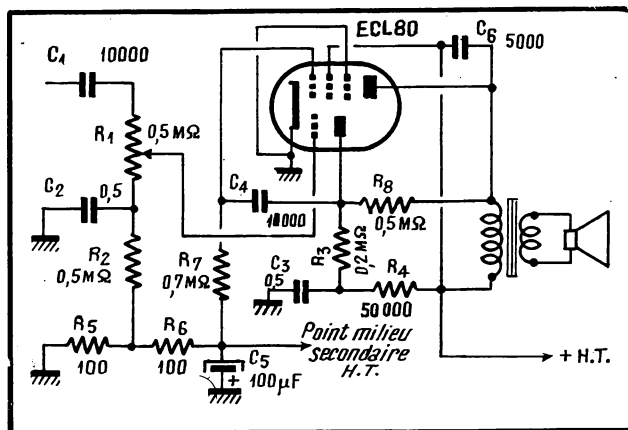


Fig. 44. — Deux variantes d'un étage B.F. final pour récepteurs alimentés par piles.

R_7 — Résistance de charge d'anode, dont la valeur classique, pour les pentodes préamplificatrices B.F. est de 220 000 ohms.

R_8 — Résistance d'écran, dont la valeur varie suivant la lampe et la haute tension disponible. Pour les tubes EBF80, EF40, EF41 et EAF42 cette résistance sera de 0,8 à 1,5 M Ω . Pour les tubes UF41 et UAF42 elle sera de 0,75 M Ω (+ H.T. = 100 V). Enfin, pour le tube 6AU6 elle sera de 200 000 à 500 000 ohms.

Fig. 46. — Montage pratique d'une triode-pentode ECL80



La valeur de tous les condensateurs du schéma de la figure 45 est la même que la valeur correspondante des figures 39 et 40. Le condensateur C_8 sera de 0,1 à 0,5 μ F.

Il est également nécessaire de signaler les tubes ECL80, ECL82, etc., qui sont des tubes doubles : triode préamplificatrice B.F. — pentode B.F. finale. Le schéma de la figure 46 nous montre le montage d'une ECL80, remplissant les deux fonctions précitées, simultanément. Le montage d'une ECL82 est tout à fait analogue, sauf en ce qui concerne la polarisation, car les deux cathodes sont séparées.

CONTRE-RÉACTION

La contre-réaction est largement utilisée dans les récepteurs modernes, soit pour corriger la tonalité dans le sens voulu, soit pour améliorer la musicalité, tout simplement.

Le principe de la contre-réaction consiste à réinjecter à l'entrée d'un étage, ou à l'entrée d'un amplificateur tout entier, une portion de sa tension de sortie, en opposition de phase.

Il existe mille et une façons de réaliser cette réinjection et nous ne pouvons que passer brièvement en revue quelques schémas parmi les plus typiques.

Tout d'abord, on réalise assez souvent le dispositif de la figure 47, qui consiste à ne pas shunter par un condensateur électrochimique de valeur élevée la résistance de polarisation de la lampe finale. Nous obtenons alors, le long de la résistance de polarisation R_1 , l'apparition d'une tension alternative B.F.

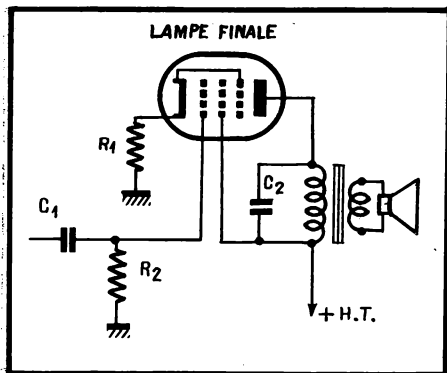


Fig. 47. — Contre-réaction en intensité déterminée par le fait que la résistance de polarisation de la lampe finale n'est pas shuntée par un condensateur.

qui se trouve reportée, à travers R_2 , sur la grille de la lampe, mais en opposition de phase.

Ce type de contre-réaction, pour certaines raisons qu'il ne nous est pas possible de développer ici, s'appelle contre-réaction en intensité.

Un autre genre de contre-réaction, en tension cette fois-ci, est celui qui consiste à réunir par une résistance de valeur élevée l'anode de la lampe finale et celle de la préamplificatrice B.F., comme nous pouvons le voir sur les figures 44a (R_3) et 46 (R_8). L'ordre de grandeur de la résistance est de 0,5 à 2 $M\Omega$ le plus souvent et sa valeur dépend du taux de contre-réaction que nous voulons introduire et de la valeur de la résistance de charge d'anode de la préamplificatrice.

Le schéma suivant, celui de la figure 48, est analogue comme principe au précédent, mais l'introduction du condensateur C_1 fait varier le taux de contre-réaction en fonction de la fréquence : ce taux est d'autant plus élevé que la fréquence est élevée. Cela se traduit par l'affaiblissement des aiguës, donc par le relèvement des basses, d'autant plus sensible que C_1 est plus élevé et R_1 plus faible. L'ordre de grandeur des valeurs C_1 et R_2 est indiqué sur le schéma.

Le dispositif de la figure 48 peut d'ailleurs être employé pour « creuser » le médium, c'est-à-dire obtenir une courbe de réponse avec relevé des fré-

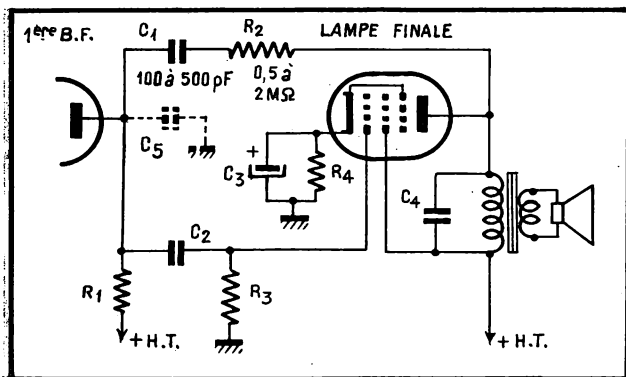


Fig. 48. — Contre-réaction en tension dont le taux est plus élevé aux fréquences élevées.

quences basses et élevées. Pour cela, il suffit de prévoir un condensateur de valeur convenable entre la plaque de la préamplificatrice et la masse (C_5 en pointillé sur la figure 48).

Quant à cette valeur convenable, voici une règle simple pour déterminer les différentes valeurs. Il suffit de s'arranger pour que le produit $R_1 R_2 C_1 C_5$ soit compris entre 1.10^{-7} et $2,5.10^{-8}$ pour avoir un creux entre 1000 et 500 périodes, les résistances étant exprimées en *megohms* et les condensateurs en *microfarads*. Par exemple, si nous avons

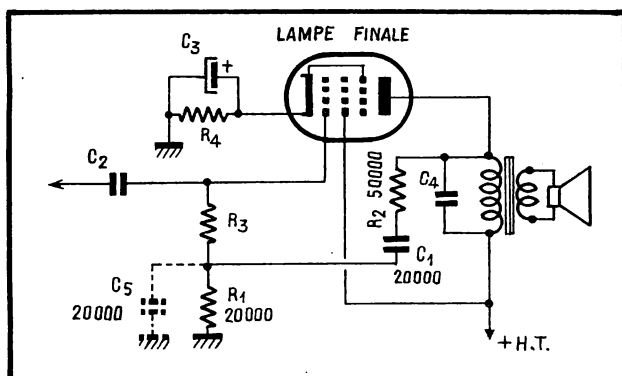
$$\begin{aligned} R_1 &= 0,2 \text{ M}\Omega & R_2 &= 0,5 \text{ M}\Omega \\ C_1 &= 0,0005 \text{ }\mu\text{F} (500 \text{ pF}) & C_5 &= 0,0005 \text{ }\mu\text{F} (500 \text{ pF}) \end{aligned}$$

cela nous donne

$$2.10^{-1} \times 5.10^{-1} \times 5.10^{-4} \times 5.10^{-4} = 2,5.10^{-8} .$$

Le même genre de schéma donne lieu à une autre variante (fig. 49), où la contre-réaction est appliquée à une portion de la résistance de fuite de grille.

Fig. 49. — Contre-réaction en tension appliquée à une portion de la résistance de fuite de grille.



($R_1 - R_3$). Si nous shuntons R_1 par un condensateur, nous obtenons encore une fois un « creux », qui se détermine exactement comme dans le cas précédent. Nous pouvons, par exemple, prendre les valeurs indiquées sur le schéma, ce qui nous donnera un produit de 4.10^{-7} . Il est évident que la portion R_3 sera de valeur élevée, normale pour une résistance de fuite.

Enfin, la figure 50 nous montre un système plus compliqué, comportant un double dispositif de contre-réaction. Le premier circuit part de la bobine mobile pour aboutir à une résistance R_2 placée à la base du potentiomètre de puissance. Nous y reconnaissons notre système habituel : résistance et condensateur en série ($R_1 - C_1$) suivis d'un circuit parallèle ($R_2 - C_2$). Donc taux de contre-réaction maximum, quelque part vers le médium (produit $R_1 R_2 C_1 C_2 = 1.10^{-7}$).

Le deuxième circuit de contre-réaction comprend C_3 et la résistance de fuite R_3 , formée par un potentiomètre de $0,5 \text{ M}\Omega$. Le déplacement du curseur permet d'atténuer plus ou moins les aiguës.

ÉTAGE FINAL PUSH-PULL

Le plus souvent l'étage final d'un récepteur comporte une seule lampe de puissance, mais lorsque, pour telle ou telle raison, on cherche à augmenter la puissance du récepteur ou de l'amplificateur, on adopte presque toujours la solution d'un étage final équilibré ou push-pull, dont la puissance de sortie est sensiblement le double de celle fournie par une seule lampe. De plus, un étage push-pull, correctement réalisé, nous assure un certain nombre d'avantages, parmi lesquels une meilleure musicalité et l'absence de saturation du transformateur de sortie.

Il est même possible, en choisissant convenablement le régime de fonctionnement des tubes, de diminuer considérablement la consommation de l'étage final en courant H.T., ce qui est particulièrement précieux lorsqu'il s'agit de récepteurs alimentés par piles.

Le schéma de la figure 51 nous montre une disposition tout à fait généralisée d'un étage push-pull et nous voyons que le transformateur d'entrée T_1 possède une prise médiane au secondaire. Cette prise médiane est réunie à la masse si les lampes sont polarisées par la cathode, ou à la source de polarisation si les cathodes sont réunies à la masse.

Le primaire du transformateur de sortie T_2 possède également une prise médiane connectée au + H.T., les deux extrémités du primaire étant réunies aux plaques. Comme le montrent les flèches de la figure 51, le sens (électronique) du courant est en opposition dans les deux moitiés du primaire, ce qui explique l'absence de magnétisation permanente et écarte tout danger de saturation du noyau.

Le régime de fonctionnement d'un étage final push-pull dépend surtout de la polarisation et on distingue les régimes suivants, appelés aussi classes.

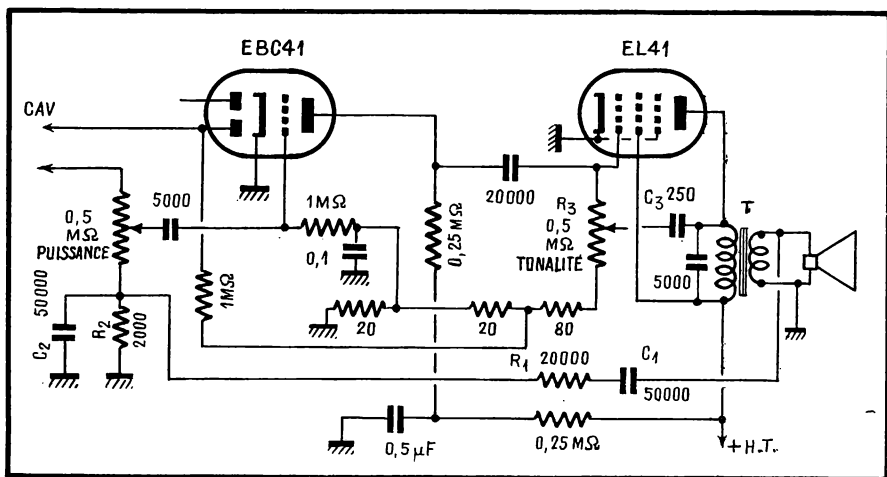
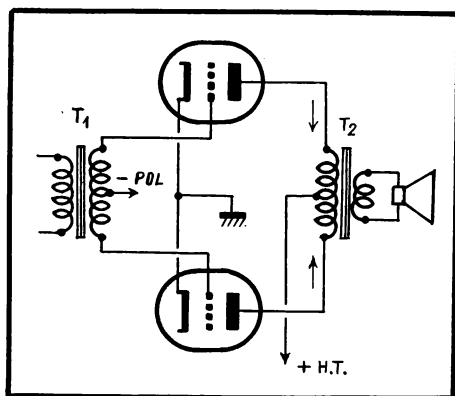


Fig. 50. — Schéma d'une contre-réaction double.

Le fonctionnement en *classe A* correspond à une polarisation, telle que le point de fonctionnement se trouve à peu près au milieu de la portion rectiligne de la caractéristique V_g/I_p . C'est le cas général d'une lampe finale unique et, très souvent, celui d'un push-pull final. Les distorsions en classe A peuvent être très faibles, mais le rendement de l'étage est également faible, puisque le courant anodique garde à peu près la même valeur à tout instant.

Au contraire, en *classe B*, où la polarisation est telle que le point de fonctionnement est reporté à l'origine de la caractéristique V_g/I_p , le courant ano-

Fig. 51. — Schéma classique d'un étage final push-pull.



dique est très faible en absence de tout signal. Lorsqu'un signal arrive, le courant anodique ne circule que pendant la moitié d'une période. Cette particularité exclut l'application de la classe B à une seule lampe, mais lorsqu'il s'agit d'un push-pull, les deux lampes travaillent alternativement, chacune pendant la moitié d'une période.

Le fonctionnement en classe B est donc caractérisé par des variations énormes du courant anodique : très faible pour un signal de faible amplitude ; très élevé pour un signal de grande amplitude. Par conséquent, si la résistance interne de la source de tension anodique n'est pas très faible, ces variations de courant se traduiront par des variations de tension, ce qui, à son tour, se traduira par des distorsions. On conçoit donc la nécessité, pour les amplificateurs classe B, de réaliser des alimentations très peu résistantes, y compris les circuits de filtrage, et on y parvient par l'emploi de transformateurs et de selfs bobinés en fil de diamètre suffisamment grand, et par l'utilisation de redresseurs à faible résistance interne, par exemple de valves à vapeur de mercure, ou certaines valves de grosse puissance.

La *classe AB*, intermédiaire entre les deux précédentes, est caractérisée par une polarisation telle que le point de fonctionnement se trouve placé entre le début de la caractéristique et le milieu de sa portion rectiligne. Un amplificateur travaillant en classe AB a un rendement un peu meilleur qu'en classe A, mais les distorsions sont un peu plus élevées.

D'ailleurs, la classe AB se subdivise en deux « sous-classes » : AB_1 et AB_2 . Pour la première, les pointes du signal appliqué sur la grille ne doivent pas dépasser le point de naissance du courant grille. Pour la seconde, au contraire,

on admet un signal tel qu'un courant grille prenne naissance. Par conséquent, pour l'attaque d'un amplificateur final travaillant en classe AB₂, il est nécessaire de fournir une certaine puissance, qui sera délivrée par l'étage précédent, appelé étage « driver ».

DÉPHASEURS

Dans le schéma général de la figure 51 nous avons montré l'attaque d'un étage push-pull à travers un transformateur à prise médiane au secondaire, assurant le déphasage nécessaire. Comme on le sait, la condition essentielle de fonctionnement d'un étage push-pull est que les tensions alternatives reçues par les deux grilles soient égales en amplitude, mais opposées en phase.

Cependant, l'utilisation d'un transformateur pour l'attaque d'un push-pull de moyenne puissance (6 à 15 watts, par exemple) n'est pas toujours rationnelle, ni économique. Un très bon transformateur de liaison est encombrant et coûte très cher. Un transformateur quelconque introduira des distorsions supplémentaires.

C'est pourquoi on a le plus souvent recours à des dispositifs déphaseurs à lampes, dont le schéma le plus simple nous est donné par la figure 52. Dans ce schéma, la charge de la lampe est constituée par deux résistances, dont la première (R_1) se trouve intercalée dans le circuit d'anode et la seconde (R_2) dans celui de cathode. Si nous regardons la direction du courant dans ces deux résistances, nous nous rendrons facilement compte qu'une alternance de sens quelconque arrivant sur la grille de la lampe détermine l'apparition d'une alternance de sens contraire en A et d'une alternance de même sens en B. En un mot nous obtenons en B et A des alternances en opposition de phase, condition nécessaire pour réaliser l'attaque d'un push-pull.

Mais de plus, pour que cette attaque se fasse dans les conditions voulues, il faut que les deux tensions (en A et en B) soient de même amplitude, ce qui est réalisé en donnant à R_1 et à R_2 la même valeur. La capacité des condensateurs C_2 et C_1 doit être aussi élevée que possible, car dans le cas contraire leur influence se fait sentir aux fréquences très basses et l'amplitude en A peut ne plus être la même que celle en B.

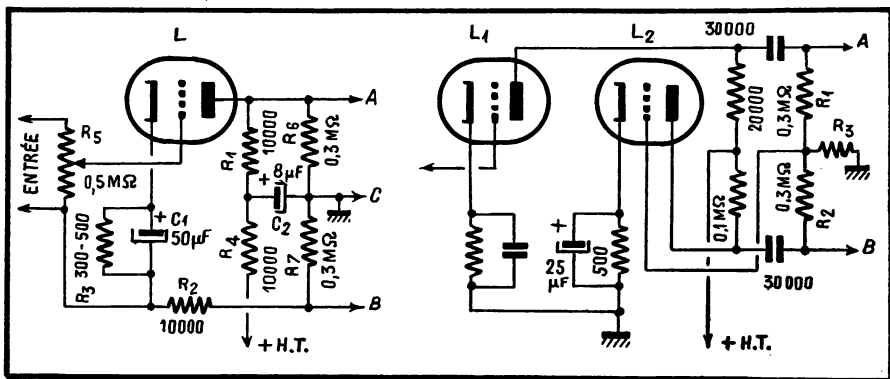
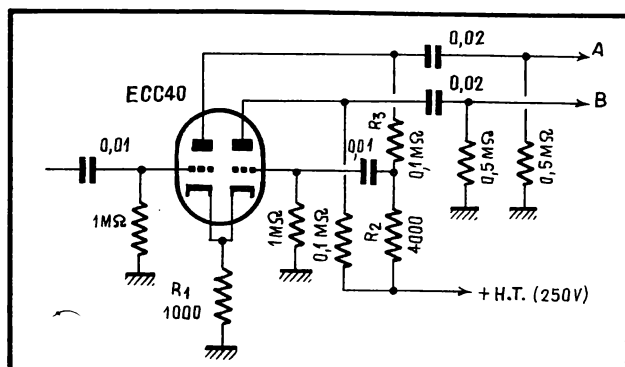


Fig. 52. — Un système simple de déphasage pour l'attaque d'un étage final push-pull.

Fig. 53. — Un système de déphasage dit « self-balancing ».

Fig. 54. — Préamplification B.F. et déphasage réunis en une seule double triode.



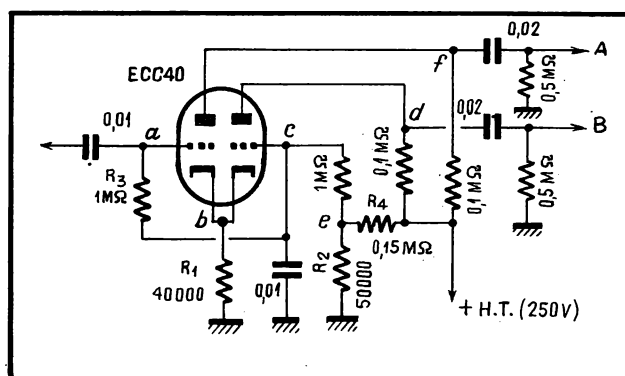
Un autre schéma de déphasage est celui de la figure 53, que l'on désigne parfois sous le nom de « self-balancing », et qui donne d'excellents résultats. Sur ce schéma L_1 est la lampe préamplificatrice B.F., qui peut être une triode ou une penthode, tandis que L_2 est la déphaseuse à proprement parler. La résistance R_3 , caractéristique pour ce genre de montage, n'a pas une valeur critique : elle doit être comprise, simplement, entre 0,1 et 0,5 de la résistance de fuite R_1 (ou R_2) soit, dans le cas de la figure 53, entre 30 000 et 150 000 ohms.

Une double triode (ECC40, ECC82 ou autre) est particulièrement commode pour combiner, en une seule ampoule, la préamplification B.F. et la déphaseuse. Ses deux cathodes étant séparées, nous pouvons réaliser soit l'un des schémas des figures 52 et 53, soit encore l'un des trois schémas suivants (figures 54, 55 et 56), spécialement conçus pour une ECC40, mais qui peuvent être adaptés à d'autres lampes.

Le premier de ces schémas (fig. 54) est très simple, la grille de la triode déphaseuse étant attaquée par une prise sur la résistance de charge d'anode ($R_2 - R_3$) de la préamplificatrice. La mise au point finale de l'étage déphaseur consiste à ajuster R_2 de façon à avoir $(R_2 + R_3)/R_2 = \text{gain de l'élément déphaseur}$.

Le deuxième schéma, celui de la figure 55 est un peu plus compliqué. Nous voyons que la grille de la triode préamplificatrice est réunie à la grille

Fig. 55. — Un autre schéma d'une double triode utilisée en préamplificatrice B.F. et en déphaseuse.



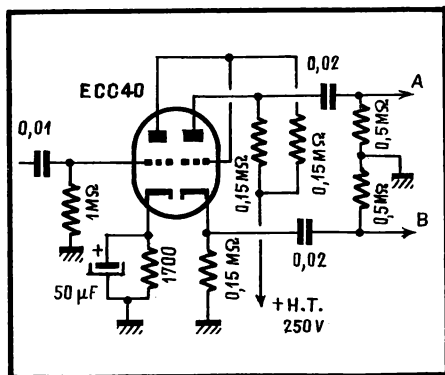


Fig. 56. — Schéma utilisant une liaison directe entre la préamplificatrice et la déphaseuse.

de la déphaseuse par la résistance de fuite R_3 , tandis que les deux cathodes, réunies ensemble, comportent une résistance de charge R_1 de 40 000 ohms. La surpolarisation ainsi introduite est compensée en appliquant aux deux grilles une certaine tension positive, par le diviseur de tension $R_2 - R_4$, calculé de façon à donner en e , et donc en c et a , une tension positive légèrement inférieure (de 2 à 3 volts) à celle qui existe en b . Par ailleurs, au point de vue de la basse fréquence, le point c se trouve à la masse par un condensateur de 0,01 μ F (ou plus). Supposons donc qu'il arrive une alternance positive en a , ce qui déterminera l'apparition d'une alternance également positive en b et négative en f . Or, l'alternance positive apparaissant en b va se trouver réappliquée à l'élément déphaseur (entrée par la cathode) et déterminera, en d , une alternance également positive. Donc, nous aurons, en d et f , deux tensions en opposition de phase.

Le schéma de la figure 56, enfin, emploie la liaison directe entre la plaque de la triode préamplificatrice et la grille de la déphaseuse, les deux tensions opposées étant prélevées sur l'anode et sur la cathode de la déphaseuse.

On peut également réaliser un push-pull dit autodéphaseur (fig. 57), dans lequel la tension d'attaque de la seconde lampe est prélevée sur l'écran dans la première. La mise au point s'effectue par l'ajustage de la résistance R_1 , de façon que la tension alternative en b soit la même que celle en a . Ce schéma peut être réalisé avec n'importe quelles lampes finales.

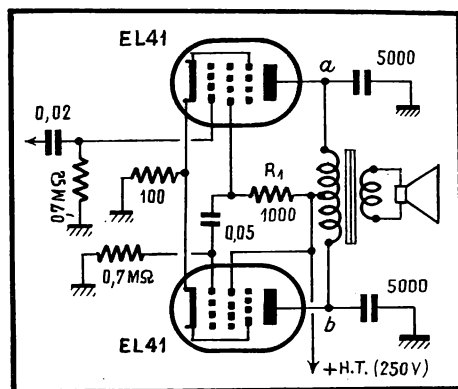
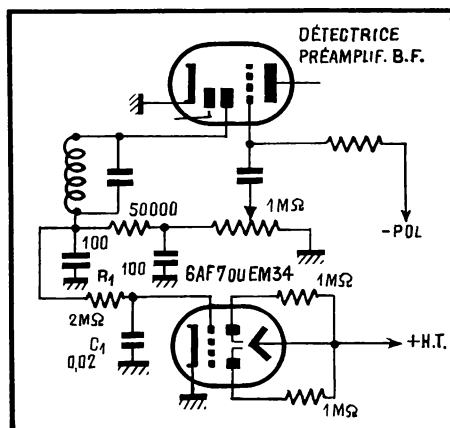


Fig. 57. — Schéma d'un push-pull autodéphaseur.

6. — Indicateurs d'accord

On emploie pour cette fonction des tubes cathodiques du type EM85, 6AF7, ou EM34, dont le branchement nous est donné par le schéma de la figure 58. Dans tous les cas, il est toujours préférable de connecter la grille de l'œil magique au circuit de détection, comme le montre le schéma, à travers la cellule de filtrage $R_1 - C_1$.

Fig. 58. — Branchement d'un indicateur d'accord cathodique.



Parfois on voit la grille de l'œil magique réunie à la ligne de C.A.V., mais ce mode de branchement présente l'inconvénient de rendre l'indicateur moins sensible lorsque l'antifading est retardé.

Lorsque la cathode de la détectrice est réunie à la masse, comme sur le schéma de la figure 58, la cathode de l'œil magique peut l'être également.

Mais si la détectrice est polarisée par la cathode, il vaut mieux prévoir, entre la cathode du tube cathodique et la masse, une résistance de 500 à 1000 ohms.

Actuellement, on dispose d'un indicateur cathodique EM84 dont le branchement reste à peu près le même que celui de la figure 58, mais dont l'écran se présente sous forme d'une bande rectangulaire, d'où le nom de ce tube : « ruban magique ».

CHAPITRE IV

PIÈCES DÉTACHÉES ET APPAREILS ÉLECTROACOUSTIQUES

I. — Résistances

Les résistances de tous types sont très largement utilisées dans les récepteurs, amplificateurs et appareils de mesures, et leurs caractéristiques peuvent être classées comme suit :

- a. — Valeur nominale ;
- b. — Puissance dissipée admissible ;
- c. — Stabilité (indépendance de la valeur des influences extérieures et des conditions d'emploi) ;
- d. — Niveau du bruit de fond.

La valeur des résistances utilisées en radio peut varier de quelques ohms à quelques dizaines de megohms, et leur puissance dissipée, vulgairement appelée « wattage », de 1/8 à 3 watts pour les résistances non bobinées, et jusqu'à 10-15 watts pour les résistances bobinées.

PUISSANCE DISSIPÉE ADMISSIBLE

On appelle ainsi la puissance dissipée par la résistance et qui détermine un échauffement sans danger pour le matériau dont elle est composée. Pour les résistances bobinées la température maximum admissible est de 100 à 300 degrés centigrades, tandis que pour les résistances agglomérées ou à couche elle est

de 50 à 70 degrés. La puissance dissipée dans la résistance peut être calculée par la loi de Joule :

$$W = I^2 R ,$$

ou encore :

$$W = U I ,$$

où W est la puissance exprimée en *watts* ; I le courant traversant la résistance, exprimé en *ampères* ; R la valeur de la résistance en *ohms* ; U la tension appliquée aux bornes de la résistance en *volts*.

Le courant et la tension correspondant à la puissance maximum admissible déterminent, respectivement, le courant et la tension maximum admissibles, et lorsque l'on choisit des résistances pour réaliser un schéma il convient d'observer ces valeurs-limites, avec même une certaine marge de sécurité.

Le tableau ci-après (p. 75) permet de déterminer instantanément l'intensité maximum admissible pour un certain nombre de résistances de valeurs courantes et de dissipations allant de 1/8 à 20 W.

Pour les résistances non bobinées de valeur élevée (par exemple supérieures à 100 000 ohms), ce qui compte surtout c'est la tension maximum admissible, qui ne doit pas dépasser 300 à 400 volts par élément. Si cette tension est dépassée, les irrégularités inévitables dans la masse agglomérée ou dans la couche résistante provoquent des surcharges localisées qui peuvent mettre rapidement la résistance hors d'usage.

VALEUR DE LA RÉSISTANCE

La valeur d'une résistance varie en fonction de la température et cette variation est définie par le *coefficient de température*, qui montre de combien varie la valeur de la résistance lorsque la température varie de 1 degré centigrade. Les résistances bobinées ont un coefficient de température positif (leur valeur croît avec la température), tandis que les résistances non bobinées ont un coefficient de température négatif.

Généralement, la variation de la valeur d'une résistance en fonction de la température ne dépasse pas quelques centièmes.

La valeur d'une résistance, bobinée ou non, diminue avec l'accroissement de la fréquence, et cette diminution est particulièrement sensible pour des résistances de valeur relativement élevée, au-dessus de 10 k Ω , par exemple, et peut atteindre, suivant la fréquence, 10 à 40 %.

Le manque d'homogénéité de la masse ou de la couche résistante des résistances non bobinées crée des variations continues du courant continu qui traverse la résistance. La composante alternative de ce courant pulsé peut atteindre plusieurs microvolts, ou même plusieurs dizaines de microvolts, et être à l'origine de bruits, dits de fond, divers.

DIFFÉRENTS TYPES DE RÉSISTANCES

Comme nous l'avons indiqué plus haut, on emploie dans les montages radioélectriques des résistances bobinées ou non, et, de plus, dans les deux

types, des résistances fixes, semi-variables ou variables (rhéostats et potentiomètres). Nous allons donner les principales caractéristiques des différents types de résistances fixes.

a. — *Résistances bobinées.* — Ces résistances sont les plus stables et leurs propriétés sont définies par les constantes du fil résistant employé pour leur fabrication.

Elles sont constituées, le plus souvent, par un bâtonnet en céramique sur lequel se trouve enroulé le fil résistant, ce dernier étant, généralement, en nichrome, en manganine ou en nickeline. Le fil ainsi enroulé est recouvert d'un vernis spécial, et souvent « vitrifié ».

La valeur des résistances bobinées couramment fournies par l'industrie va généralement de 0,5 ohms à 50 000 ohms environ, ces limites variant avec la puissance dissipée admissible. Cette dernière, à son tour, peut varier de 0,75 watt à 400 watts et il est inutile de dire que les résistances de dissipation élevée sont assez encombrantes. Par exemple, une résistance de 3000 ohms, 200 watts, mesure 165 mm de longueur et 33 mm de diamètre.

Il est à remarquer également que les puissances nominales des résistances correspondent à un échauffement de 100 à 200 degrés au-dessus de la température ambiante qui est fixée à 20 ou 40 degrés suivant le cas.

Le niveau du bruit de fond propre d'une résistance bobinée est toujours nettement inférieur à celui d'une résistance non bobinée de même valeur, mais, par contre, une résistance bobinée possède une capacité répartie et une self-induction propre qui sont loin d'être négligeables aux fréquences élevées.

Les résistances bobinées sont surtout utilisées pour produire la chute de tension nécessaire soit dans un circuit de chauffage (filaments en série), soit dans un circuit d'alimentation en haute tension.

Elles sont également employées, pour les valeurs inférieures à 100 ohms surtout, dans les appareils de mesure, où il est nécessaire d'avoir des résistances étalonnées stables.

b. — *Résistances à couche.* — Parmi les résistances non bobinées ce sont les résistances à couche qui sont les plus stables. Elles sont constituées par un bâtonnet en céramique sur lequel on dépose une couche conductrice à base de carbone, les sorties se faisant par deux embouts-coupelles métalliques, enfoncés à force sur les extrémités de la couche résistante. Ces embouts constituent d'ailleurs un inconvénient de ce type de résistances, car le contact ainsi établi n'est parfois pas très sûr.

Au point de vue de la stabilité en fonction des variations de température, une résistance à couche de bonne qualité voit sa valeur varier de 2 % environ, lorsque la charge atteint 2 à 3 fois la valeur normale et que la température s'élève à 60 degrés environ. Lorsque la température s'élève à 160-180 degrés, la variation de la valeur atteint 10 % environ. Enfin, lorsque la charge dépasse 4 à 5 fois la valeur nominale, la résistance brûle.

c. — *Résistances agglomérées.* — Avec les résistances miniatures dont il sera question plus loin, ce sont celles que l'on emploie le plus souvent dans les récepteurs ordinaires et les montages où une stabilité élevée n'est pas exigée.

**COURANT MAXIMUM ADMISSIBLE SUIVANT
LA DISSIPATION D'UNE RÉSISTANCE**

Valeur de R	Courant admissible en mA pour une résistance de :							
	1/8 W	1/4 W	1/2 W	1 W	2 W	5 W	10 W	20 W
50	50	71	100	143	200	316	450	630
100	35	50	70	100	142	224	316	448
150	28	40	58	83	116	182	260	365
200	24	35	50	71	100	158	225	316
250	22	31,5	44,8	63	90	142	203	284
300	20	29	41	58	82	128	183	256
350	18	27	38	54	76	120	169	240
400	17,5	25	35,5	50	71	112	158	224
450	16,5	23	33,4	46	67	104	149	208
500	15,6	22	31,5	44	63	100	142	200
600	14,2	20	29	41	58	91	130	182
1000	11	15,8	22,4	31,5	45	71	100	142
1500	9	12,9	18,2	25,5	36,5	58	82	116
2000	7,8	11	15,8	22,4	31,5	50	71	100
2500	7	10	14,2	20	28,5	45	64	90
3000	6,4	9,1	13	18,3	26	41	58	82
4000	5,5	7,9	11,2	15,8	22,4	35	50	70
5000	5	7,1	10	14,2	20	32	45	64
10 000	3,5	5	7,1	10	14,2	22	31,6	44
15 000	2,8	4,1	5,8	8,1	11,6	18	26	36
20 000	2,5	3,5	5	7,1	10	16	22,5	32
25 000	2,2	3,1	4,4	6,3	8,9	14	20	28
30 000	2,05	2,9	4,1	5,8	8,2	13	18,3	26
40 000	1,75	2,5	3,5	5	7	11	15,8	22
50 000	1,58	2,2	3,1	4,4	6,1	9,8	14,2	20
75 000	1,29	1,83	2,6	3,6	5,2	8	11,4	16
100 000	1,1	1,58	2,2	3,1	4,5	7	10	14
150 000	0,9	1,29	1,81	2,6	3,6	6	8,2	12
200 000	0,78	1,1	1,58	2,2	3,1	5	7,1	10
250 000	0,7	1	1,42	2	2,8	4,5	6,4	9
300 000	0,65	0,9	1,43	1,8	2,6	4,1	5,8	8,2
400 000	0,57	0,78	1,12	1,57	2,2	3,5	5	7
500 000	0,49	0,7	1	1,4	2	3,15	4,5	6,3
1 MΩ	0,35	0,49	0,7	1	1,4	2,2	3,16	4,4
2 MΩ	0,25	0,35	0,5	0,7	1	1,6	2,25	3,2
5 MΩ	0,15	0,23	0,3	0,46	0,6	1	1,42	2
10 MΩ	0,1	0,15	0,23	0,3	0,5	0,7	1	1,4

Une résistance agglomérée, comme son nom l'indique, est constituée par un bâtonnet en poudre spéciale agglomérée, et c'est la composition de cette poudre qui détermine la valeur de la résistance. Les extrémités du bâtonnet sont généralement cuivrées et les fils de sortie y sont soudés.

L'ensemble est ensuite recouvert d'un vernis sur lequel on porte l'indication de la valeur, en chiffres ou en code de couleurs.

d. — *Résistances miniatures.* — Par leur constitution elles s'apparentent aux résistances agglomérées, mais sont enrobées dans une masse à base de bakélite. Elles sont surtout remarquables par leurs dimensions très réduites, ce qui les rend précieuses pour certaines applications et certains montages tassés.

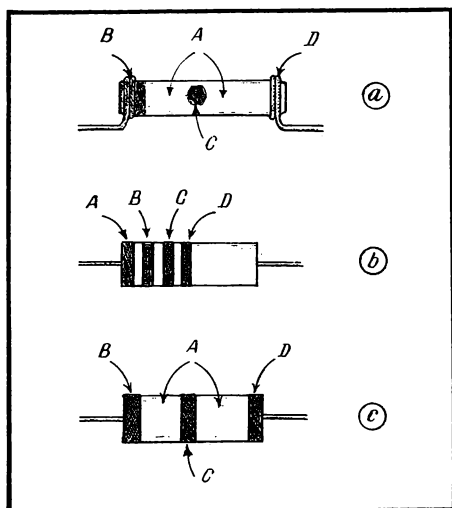


Fig. 59. — Trois variantes de marquage en couleur de résistances.

Pour fixer les idées, une résistance miniature de 0,5 watt mesure 4 mm de diamètre et 10 mm de longueur, tandis qu'une résistance agglomérée classique de 0,5 watt également, mesure 5 mm de diamètre et 25 mm de longueur.

e. — *Résistances CTN* (à coefficient de température négatif). — Contrairement aux résistances non bobinées ordinaires, les résistances CTN possèdent un fort coefficient de température négatif, de -3 à -4 % par degré environ. Elles sont surtout utilisées comme résistances série dans le circuit des filaments, afin d'éviter une surcharge au moment de la mise en marche.

A titre d'exemple, une résistance qui fait environ 2500 ohms à 20 degrés, sous 1 mA, ne fait plus que 220-230 ohms après 2 minutes de fonctionnement sous 100 mA.

La présentation des résistances CTN est analogue à celle des résistances à couche. Leurs dimensions dépendent de leurs caractéristiques, mais restent relativement réduites. Par exemple, la résistance dont nous avons indiqué ci-dessus les caractéristiques (type 100 026/0,1) mesure 35 mm de longueur et 6,6 mm de diamètre. Elle est surtout destinée à l'alimentation des ampoules de cadran du type 6,3 V - 0,1 A dans les récepteurs tous-courants.

VALEURS STANDARDISÉES

Afin de faciliter les approvisionnements et standardiser la fabrication, il a été créé trois échelles de valeurs, suivant qu'il s'agisse d'une tolérance, par rapport à la valeur nominale, de $\pm 5\%$, $\pm 10\%$ ou $\pm 20\%$. A signaler que dans la plupart des récepteurs courants, la tolérance de $\pm 20\%$ est largement suffisante.

Le tableau suivant nous donne les trois échelles.

Tolérance $\pm 5\%$	Tolérance $\pm 10\%$	Tolérance $\pm 20\%$	Tolérance $\pm 5\%$	Tolérance $\pm 10\%$	Tolérance $\pm 20\%$
10	10	10	36		
11			39	39	
12	12		43		
13			47	47	47
15	15	15	51		
16			56	56	
18	18		62		
20			68	68	68
22	22	22	75		
24			82	82	
27	27		91		
30			100	100	100
33	33	33			

Autrement dit, nous ne pouvons pas avoir une résistance de 50 000 ohms, par exemple, dans aucune des trois échelles, et devons prendre, suivant la tolérance que nous désirons, une 47 000 ohms ou une 51 000 ohms.

MARQUAGE DES RÉSISTANCES ET CODE DE COULEURS

Les résistances bobinées ont presque toujours leur valeur indiquée en ohms ou en kilo-ohms (k Ω), et il en est parfois de même pour les résistances à couche, pour lesquelles on emploie également le symbole M Ω (0,1 M Ω = 100 000 ohms, etc.).

Lorsqu'il s'agit de résistances agglomérées et miniatures, on emploie presque toujours le marquage en couleurs, suivant un certain code, dont il existe deux variantes, d'après la façon dont on dispose les couleurs sur la résistance.

En ce qui concerne le code de couleurs, le tableau de la p. 78 nous donne la signification de chaque couleur, pour les deux variantes de marquage, représentées par les figures 59a et 59b.

Le marquage selon la figure 59a s'emploie plus spécialement pour les résistances agglomérées ou, quelquefois, à couche. Lorsque l'extrémité B, ou le point C ne sont pas coloriés, c'est que leur couleur est celle du corps A. De même, l'absence de toute couleur sur l'extrémité D signifie qu'il s'agit d'une résistance à tolérance de $\pm 20\%$.

Couleur	A	B	C	D
Noir		0		
Marron	1	1	0	
Rouge	2	2	00	
Orange	3	3	000	
Jaune	4	4	0000	
Vert	5	5	00000	
Bleu	6	6	000000	
Violet	7	7	0000000	
Gris	8	8		
Blanc	9	9		
Or				± 5 %
Argent				± 10 %
Sans couleur ou de la même couleur que A				± 20 %

Par exemple, une résistance où nous avons :

A = jaune = 4

B = violet = 7

C = orange = 000

D = même couleur que A

se lira 47 000 ohms, tolérance $\pm 20 \%$.

Une résistance entièrement rouge sera de 2200 ohms, également à $\pm 20 \%$.

Le marquage suivant la figure 59b s'emploie surtout pour les résistances miniatures, mais parfois aussi pour les résistances à couche. Dans ce cas, la couleur du corps n'a aucune importance et dépend uniquement de la matière constituant ce corps. Le plus souvent la couleur du corps, lorsqu'il s'agit de résistances miniatures, est brun, plus ou moins foncé, et se confond assez bien avec celle d'un anneau marron, ce qui ne facilite pas la lecture.

Cette dernière doit se faire dans l'ordre des lettres de la figure 59b, la couleur des anneaux correspondants ayant la signification du tableau donné plus haut. Si le quatrième anneau (D) n'existe pas, c'est qu'il s'agit d'une résistance à tolérance de $\pm 20 \%$.

Par exemple, si nous avons :

A = rouge = 2

B = rouge = 2

C = jaune = 0000

D = argent = $\pm 10 \%$

nous lirons 220 000 ohms à $\pm 10 \%$.

Certaines résistances, surtout de provenance étrangère, sont coloriées suivant la figure 59 c, c'est-à-dire à l'aide de trois anneaux disposés comme le montre le croquis, et à l'aide de la couleur du corps A dont il faut tenir compte. La signification des différentes couleurs est la même que précédemment.

2. — Condensateurs

Le rôle des condensateurs utilisés dans les montages de récepteurs, d'amplificateurs ou d'appareils de mesure est très varié et c'est pour cela que l'industrie nous offre des condensateurs de types aussi variés, adaptés à chaque besoin particulier.

Tout d'abord, nous avons des condensateurs qui se distinguent par la nature du diélectrique employé : air, verre, céramique, mica, bakélite, papiers imprégnés divers, électrolytes, etc.

Ensuite, nous avons des condensateurs fixes, des condensateurs ajustables, dont la valeur peut être modifiée dans de faibles limites lors de la mise au point, et des condensateurs variables, dont la valeur varie d'une façon progressive du minimum au maximum.

CARACTÉRISTIQUES QUALITATIVES D'UN CONDENSATEUR

La qualité d'un condensateur est définie par les caractéristiques suivantes :

- a. — Résistance électrique ;
- b. — Pertes dans le diélectrique ;
- c. — Résistance d'isolement ou, ce qui revient au même, courant de fuite ;
- d. — Constance de la valeur en fonction de la température.

La *résistance électrique* ou, si l'on préfère, la résistance au claquage d'un condensateur est définie par les grandeurs suivantes :

- U_t — tension de travail sous laquelle le condensateur peut travailler normalement pendant un temps relativement long, au moins 10 000 heures ;
- U_e — tension d'essai que le condensateur doit pouvoir supporter pendant 1 minute environ ;
- U_c — tension de claquage, qui met le condensateur hors d'usage en quelques secondes.

Les *pertes dans le diélectrique*, qui apparaissent lorsque le passage d'un courant alternatif à travers le condensateur y détermine des pertes d'énergie provoquant l'échauffement de ce condensateur, sont définies par l'*angle des pertes* ($\tan \delta$) qui est égal au rapport de la résistance équivalente des pertes à sa capacitance à la fréquence de travail. La qualité d'un condensateur est d'autant meilleure que ce rapport est plus faible.

On emploie également la notion de la *qualité*, ou *facteur de surtension*, d'un condensateur, définie par le rapport de la capacitance à la résistance équivalente à l'ensemble des pertes et se trouvant en série avec le condensateur.

La qualité ainsi définie s'exprime donc par le rapport

$$Q_c = \frac{1}{C \omega r},$$

où C est la capacité du condensateur en *farad* ;

r est la résistance-série équivalente aux pertes, en *ohms* ;

$\omega = 2\pi f$ où f est la fréquence en *hertz*.

La qualité d'un condensateur est d'autant meilleure que Q_c est plus grand. La qualité des condensateurs à air est très élevée et se situe vers 10 000, mais celle d'un condensateur à diélectrique solide est de l'ordre de 500 à 1000.

Lorsqu'il s'agit d'apprécier les pertes H.F. dans un circuit oscillant comportant un condensateur à air, les pertes dues à ce dernier peuvent être négligées et la qualité du circuit dépend de celle du bobinage.

La *stabilité* d'un condensateur, c'est-à-dire la constance de sa valeur, est une caractéristique très importante et qui dépend surtout des variations de température et de l'état hygrométrique de l'air. Quant aux variations en fonction de la température, elles sont définies par le *coefficient de température* qui nous indique la variation relative de la capacité pour une variation de la température de 1 degré par rapport à celle de référence (ambiante), généralement indiquée.

Il faut noter que le coefficient de température peut être positif (lorsque la capacité augmente avec la température) ou négatif (lorsque la capacité diminue quand la température augmente et inversement).

Les condensateurs au papier et au mica ont un coefficient de température positif, tandis que les condensateurs céramiques ont ce coefficient négatif. On construit cependant des condensateurs céramiques à coefficient de température positif, mais surtout de faible valeur. On les emploie alors pour constituer des circuits compensés, où les variations d'un condensateur sont compensées par les variations, en sens contraire, de l'autre.

La *résistance d'isolement* d'un condensateur s'exprime en mégohms et peut être mesurée comme une résistance très élevée. Son ordre de grandeur est de 20 000 M Ω pour un condensateur au papier de très bonne qualité, mais cette valeur diminue assez rapidement en cours de fonctionnement ou après un séjour dans un endroit un peu humide.

CONDENSATEURS VARIABLES A AIR

Ces condensateurs sont utilisés pour l'accord des circuits oscillants variables des récepteurs et émetteurs. Ils sont fabriqués soit sous forme d'éléments isolés, soit par groupes de 2, 3 ou même 4 éléments commandés simultanément par un même axe, qui fait tourner les lames mobiles (rotors).

La capacité maximum des condensateurs variables dépasse rarement 500 pF, les valeurs classiques, pour les récepteurs ordinaires, étant de 130, 460 ou 490 pF.

Il est très important que la capacité initiale, *capacité résiduelle* d'un condensateur variable soit aussi faible que possible, car c'est elle surtout qui limite la gamme que l'on peut couvrir à l'aide d'un condensateur donné. L'ordre de grandeur de la capacité résiduelle pour les condensateurs de 490 pF est de 13 à 15 pF. Pour les condensateurs de 130 pF elle descend à 9-10 pF.

Pour remplir convenablement leur rôle dans les circuits oscillants, les condensateurs variables doivent répondre à un certain nombre de conditions et notamment :

- Rigidité diélectrique élevée ;
- Excellente solidité mécanique ;
- Diélectrique utilisé pour la fixation des lames de haute qualité.

Suivant la façon dont varie la capacité d'un condensateur variable, en fonction de son angle de rotation, on distingue quatre types de condensateurs :

1. — Linéaire en capacité (ordinaire ou différentiel) ;
2. — Linéaire en longueur d'onde (VLL) ;
3. — Linéaire en fréquence (VLF) ;
4. — Logarithmique (mid-line).

Tous les condensateurs variables linéaires font varier la capacité, la longueur d'onde ou la fréquence, suivant le cas, linéairement en fonction de l'angle de rotation. Quant au condensateur « mid-line », il donne le même pourcentage de variation de fréquence lorsque le rotor est tourné d'une division.

En général, les condensateurs variables accouplés, fabriqués pour les récepteurs normaux, sont du type « mid-line », surtout pour des raisons d'encombrement et de réalisation mécanique. Les condensateurs variables linéaires en fréquence donneraient évidemment une répartition des stations plus régulière sur un cadran, mais la forme de leurs lames se prête mal à une fabrication rigide et de faible encombrement.

Les dessins et les courbes de la figure 60 nous permettent de mieux saisir les particularités des quatre types de condensateurs.

CONDENSATEURS VARIABLES A DIÉLECTRIQUE SOLIDE

Ce type de condensateurs variables est employé assez rarement et uniquement dans les circuits où les pertes H.F. ont moins d'importance. En particulier, on peut utiliser un C.V. à diélectrique solide pour doser la réaction dans une détectrice.

Parfois, cependant, on voit un C.V. à diélectrique solide employé comme élément d'accord dans une détectrice à réaction, mais un C.V. à air reste toujours préférable pour cette fonction.

Le diélectrique employé est le plus souvent constitué par de minces lamelles de bakélite.

Les condensateurs à diélectrique solide se fabriquent en différentes valeurs de capacité : 250 pF pour les circuits de réaction et 500 pF pour les circuits d'accord, le plus souvent.

Leur capacité résiduelle est plus élevée que celle des condensateurs à air et se situe vers 25-30 pF.

CONDENSATEURS AJUSTABLES

Ces condensateurs sont le plus souvent utilisés comme capacités d'appoint des différents circuits oscillants d'un récepteur et sont réglés lors de la mise au point finale.

Ils existent en trois variantes : ajustables à air, ajustables au mica et ajustables céramiques, et sont conçus pour permettre une variation de capacité entre 2-3 pF et 30-50 pF.

Bien entendu, les condensateurs ajustables à air sont de loin les meilleurs au point de vue qualité.

Voici, à titre d'indication, les caractéristiques de deux condensateurs ajustables « Transco » :

Condensateur ajustable à air type 7864 :

Capacité maximum		30 pF
Capacité minimum		moins de 3 pF
Résistance d'isolement		plus de 30 000 M Ω
Tension de service		75 V
Angle de pertes (tg δ) à 1500 kHz		1.10^{-3} environ.

Condensateur ajustable céramique type 10 920 :

Capacité maximum		7 pF
Capacité minimum		0,8 pF
Résistance d'isolement		plus de 10 000 M Ω
Tension de service		700 V pointe
Angle de pertes (tg δ) à 1500 kHz		1.10^{-3} environ.

CONDENSATEURS FIXES AU PAPIER

Dans ces condensateurs, le diélectrique est constitué par du papier spécial très mince (papier à condensateurs) et les armatures par des rubans, très minces également, d'aluminium ou d'étain. Deux bandes métalliques, séparées par une bande de diélectrique, sont bobinées en même temps et forment un petit rouleau rigide que l'on enferme dans un cylindre en carton bakélinisé, en verre, en matière moulée ou même en métal. L'ensemble ainsi constitué est muni de deux fils de sortie et subit une imprégnation de paraffine, ozokérite ou autre substance analogue.

La valeur des condensateurs au papier de forme cylindrique varie entre 1000 pF et 1 μ F, les valeurs courantes étant limitées à 5000 pF, 0,01, 0,02, 0,05, 0,1 et 0,25 μ F.

La tension de service classique est de 500 volts (1500 volts tension d'essai), mais à peu près tous les fabricants livrent aussi des condensateurs prévus pour 1000 volts service (3000 volts essai). La tension de service indiquée l'est toujours en courant continu et lors de l'utilisation sur alternatif il est prudent de ne pas dépasser les 2/3 de cette valeur environ.

En ce qui concerne les pertes et le facteur de surtension, les condensateurs au papier présentent des performances moyennes, inférieures dans la plupart des cas, à celles des condensateurs au mica ou céramiques.

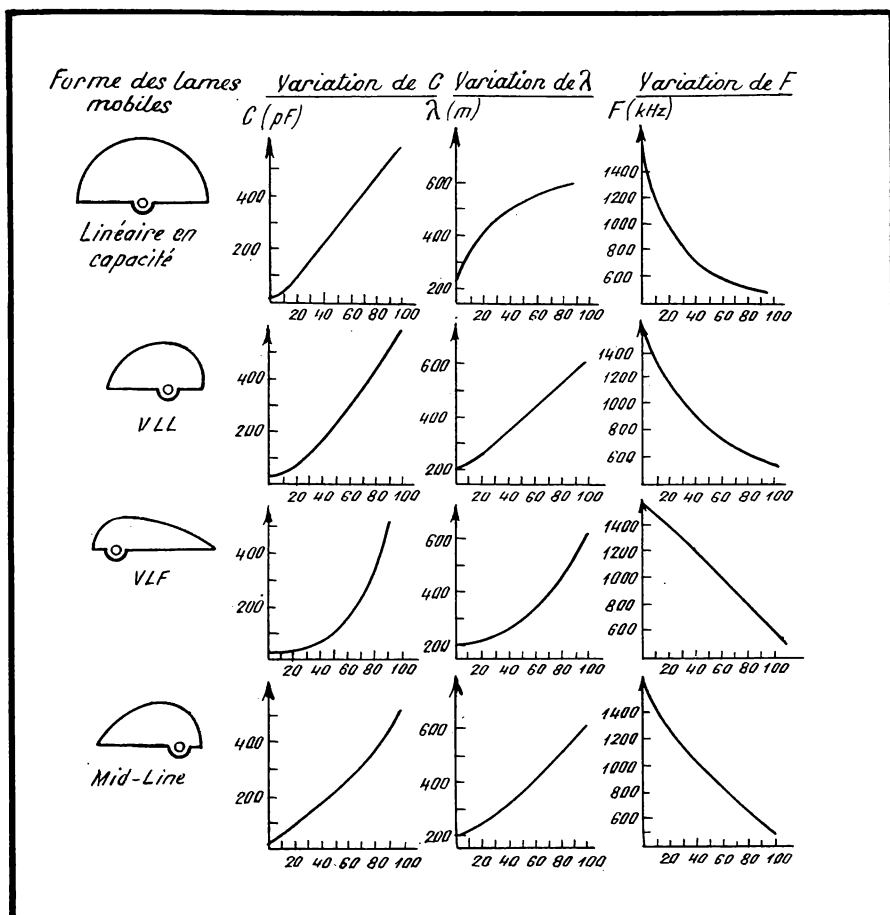


Fig. 60. — Profil et allure des courbes des différents types de condensateurs variables.

D'après les renseignements fournis par certains constructeurs, l'angle de pertes d'un bon condensateur au papier se situe, à 50 périodes entre $1 \cdot 10^{-2}$ et $3 \cdot 10^{-3}$, ce qui nous donne un facteur de surtension compris entre 100 et 330.

En ce qui concerne la résistance d'isolement, il est évident qu'elle est d'autant plus faible (relativement !) que la valeur du condensateur est plus élevée. Son ordre de grandeur se situe vers 100 000 M Ω pour un condensateur d'excellente qualité, sans aucune trace d'humidité, et dont la valeur est inférieure à 0,01 μ F. Pour les valeurs supérieures, l'ordre de grandeur de la résistance d'isolement est donné par la formule suivante :

$$R = \frac{1000 \text{ M } \Omega}{C \text{ (en } \mu\text{F)}} .$$

En dehors des condensateurs au papier cylindriques, il existe des modèles, propres à chaque fabricant, de condensateurs en boîtier étanche, tropicalisé, avec sorties sur perles de verre, etc.

CONDENSATEURS FIXES AU MICA

Comme leur nom l'indique, le diélectrique employé dans ces condensateurs est constitué par de minces lamelles de mica. Souvent le condensateur est formé par dépôt d'une couche d'argent colloïdal sur les deux faces de la plaque de mica.

Il n'est guère possible d'établir, en quelques lignes, une classification des différents types de condensateurs au mica que l'on rencontre sur le marché, et dont la valeur varie entre 5 pF et 10 000 pF en général.

Généralement, les condensateurs au mica sont prévus pour une tension de service ne dépassant guère 250 volts en courant continu (tension d'essai 750 V), mais il existe des modèles prévus pour des tensions de service supérieures ou inférieures.

Le coefficient de température des condensateurs au mica, toujours positif, est de l'ordre de $2 \cdot 10^{-4}$ à $8 \cdot 10^{-5}$, suivant le type et la qualité.

L'angle de pertes est toujours plus faible que celui des condensateurs au papier.

CONDENSATEURS FIXES A DIÉLECTRIQUE CÉRAMIQUE

Ce type de condensateurs, dont la technique est relativement récente, gagne de plus en plus du terrain au détriment des condensateurs au mica, surtout dans les récepteurs et appareils dits professionnels.

Ces condensateurs sont généralement constitués par un petit tube en céramique de haute qualité H.F., recouvert extérieurement et intérieurement d'une mince couche d'argent. L'encombrement d'un tel condensateur est relativement réduit et sa fixation très commode, par deux fils étamés.

La gamme des valeurs suit, le plus souvent, l'échelle standardisée des résistances : 10, 12, 15, 18, 22, 27, etc., avec, en général, la valeur maximum de l'ordre de 2000 pF, sauf pour quelques modèles spéciaux.

Les condensateurs à diélectrique céramique sont prévus, suivant les modèles, pour des tensions de service de 120 à 500 volts et leur résistance d'isolement se situe vers 20 000-50 000 MΩ.

Leur angle de pertes ($\text{tg } \delta$), à la fréquence de 1 à 1,5 MHz, est de l'ordre de $1 \cdot 10^{-3}$ à $2 \cdot 10^{-3}$, suivant la valeur, ce qui correspond au facteur de surtension de 500 à 1000.

CONDENSATEURS ÉLECTROCHIMIQUES

Dans ces condensateurs le diélectrique est constitué par une pellicule ultra-mince d'oxyde, obtenue sur la surface de l'armature (électrode) en alumi-

nium par des procédés chimiques. La deuxième armature est constituée par l'électrolyte en contact avec le ruban en aluminium.

La présence d'un électrolyte est indispensable pour conserver à la pellicule d'oxyde la rigidité diélectrique nécessaire.

D'autre part, cette pellicule possède une conductance unidirectionnelle, ce qui oblige, lors du branchement d'un condensateur électrochimique, d'observer la polarité indiquée.

Les avantages principaux des condensateurs électrochimiques sont : capacité élevée pour un faible encombrement, poids réduit et prix relativement bas. Lorsqu'on se contente d'une tension de service réduite, une dizaine de volts par exemple, on peut obtenir des capacités énormes (1000 à 2000 μF) sous un volume très réduit.

Parmi les inconvénients des condensateurs électrochimiques, on peut mentionner des variations importantes de la capacité en fonction du temps, des variations de température et de la tension de service. De plus, leur résistance d'isolement est toujours relativement faible, ce qui détermine un courant de fuite de l'ordre de 0,1 mA par microfarad, du moins en haute tension.

Les condensateurs électrochimiques s'emploient presque exclusivement en tant qu'éléments de découplage et de filtrage et, bien entendu, uniquement sur courant continu ou redressé.

Au point de vue de la constitution interne, il existe des condensateurs à électrolyte liquide, ou à électrolyte immobilisé.

La tension de service des condensateurs électrochimiques varie, suivant modèle, entre quelques volts et 500 volts environ, mais on distingue surtout, à ce point de vue, trois types principaux :

- a. — Condensateurs dits « de polarisation », avec valeur de 5 à 500 μF et tension de service de 10 à 50 volts ;
- b. — Condensateurs dits « de basse-tension », pour récepteurs et appareils « tous-courants », avec valeurs de 8 à 100 μF et tension de service de 120 à 150 V ;
- c. — Condensateurs dits « de haute tension », pour tension de service de 350 à 500 volts, et valeurs de 8 à 50 μF .

MARQUAGE DES CONDENSATEURS

Les condensateurs au papier et électrochimiques sont toujours marqués en microfarads (μF), mais on emploie aussi, pour les petites valeurs des condensateurs au papier, le micro-microfarad ($\mu\mu\text{F}$) ou le picofarad (pF). Rappelons que 1 pF = 1 $\mu\mu\text{F}$.

Les condensateurs au mica et « céramiques » sont souvent marqués en pF ou en $\mu\mu\text{F}$, et parfois même en centimètres (cm). Rappelons que 1 pF = 0,9 cm.

Mais très souvent aussi, les condensateurs au mica et « céramiques » sont marqués en code de couleurs, surtout s'il s'agit de pièces de provenance

américaine, auquel cas nous pouvons avoir affaire à trois variantes, suivant les figures 61 *a*, 61 *b*, et 61 *c*.

Dans la première, à trois points coloriés (fig. 61 *a*), la lecture se fait de gauche à droite, dans le sens de la flèche. Cette dernière figure, en général, sous telle ou telle forme sur le corps du condensateur. En absence de flèche, la lecture des points se fait dans le sens des inscriptions : nom de la marque, type, etc.

La signification des couleurs est exactement la même que pour les résistances, la capacité étant exprimée en $\mu\mu\text{F}$ ou en pF. Par exemple si nous avons :

A	= vert	= 5
B	= noir	= 0
C	= marron	= 0

nous lirons : 500 pF.

La deuxième variante, celle de la figure 61 *b*, a pratiquement remplacé la première. Il s'agit ici de six points coloriés, disposés en deux rangées. La lecture se fait dans l'ordre des lettres du croquis.

Les points A, B et C se lisent exactement comme pour la variante 61 *a*, avec cette restriction que le point C noir signifie « zéro ». Puis, au nombre ainsi obtenu on ajoute un certain nombre de zéros, suivant la couleur du point D, et toujours d'après le code de couleurs normal :

noir	—	rien
marron	—	0
rouge	—	00
etc.		

La couleur du point E nous donne la tolérance en pourcentage de la valeur du condensateur, toujours suivant le même code :

marron		$\pm 1 \%$
rouge		$\pm 2 \%$
orange		$\pm 3 \%$
etc.		

De plus, le point E peut être également :

or		tolérance $\pm 5 \%$
argent		» $\pm 10 \%$
sans couleur	...	» $\pm 20 \%$

Enfin, le point F indique la tension d'essai en volts, suivant le code suivant :

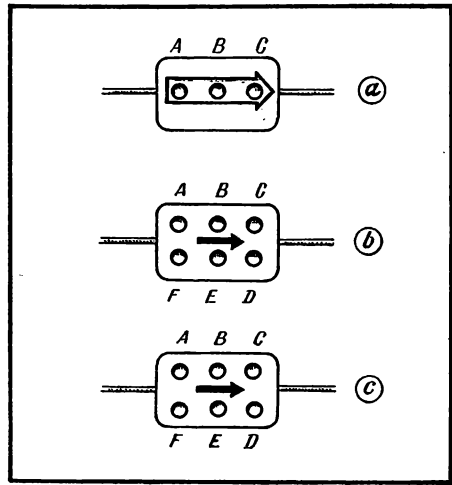
or		1000 volts
argent		2000 »
sans couleur	...	500 »

La troisième variante, celle de la figure 61 c, s'applique plus spécialement à tout le matériel militaire U.S.A. Dans ces condensateurs, le point A désigne le genre, suivant la convention :

noir	=	mica
argent	=	papier

Les points B et C nous donnent, par leur couleur, les deux premiers chiffres de la valeur (en pF), suivant le code de couleurs normal : noir = 0 ; marron = 1 ; rouge = 2, etc.

Fig. 61. — Trois variantes de marquage en couleur de condensateurs.



Le point D a la même signification que pour la variante 61 b : nombre de zéros à ajouter.

Le point E désigne la tolérance en pourcent, suivant le même code que pour la variante 61 b, le point noir signifiant cependant la tolérance ± 20 %.

Enfin, le point F définit les conditions de température d'après le code suivant :

Rouge : Température de fonctionnement — 200° à + 200°. Variation maximum de capacité 0,5 %.

Orange : Température de fonctionnement — 100° à + 100°. Variation maximum de capacité 0,2 %.

Jaune : Température de fonctionnement 0 à + 100°. Variation maximum de capacité 0,05 %.

Vert : Température de fonctionnement 0 à + 50°. Variation maximum de capacité 0,025 %.

Bleu : Température de fonctionnement 0 à — 50°. Variation maximum de capacité 0,025 %.

3. — Réalisation des bobinages H.F.

Les bobinages dont nous donnons les caractéristiques plus loin peuvent être facilement réalisés par un technicien ou un amateur, et c'est pour cette raison que nous avons choisi, comme support, le tube de carton bakélisé, que l'on trouve facilement et partout.

BOBINAGES POUR RÉCEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

On les réalisera sur du tube en carton bakélisé de 22 mm de diamètre extérieur, coupé en tronçons de 110 mm de longueur, et on les utilisera avec ou sans blindages.

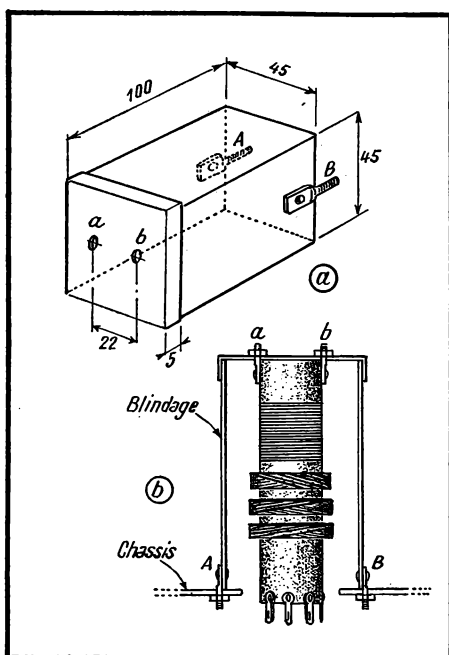
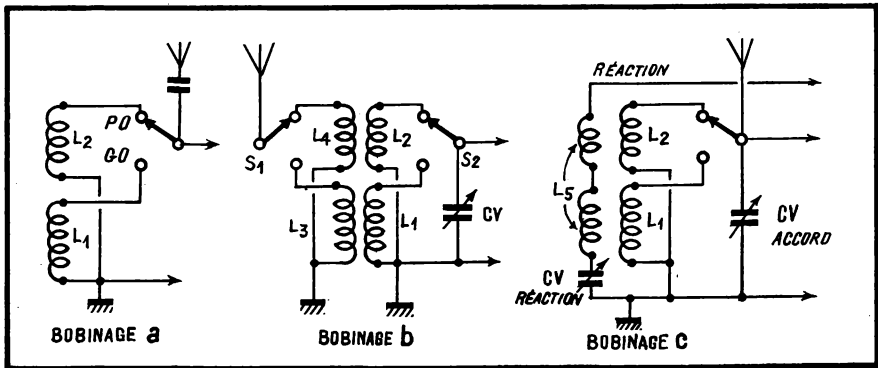
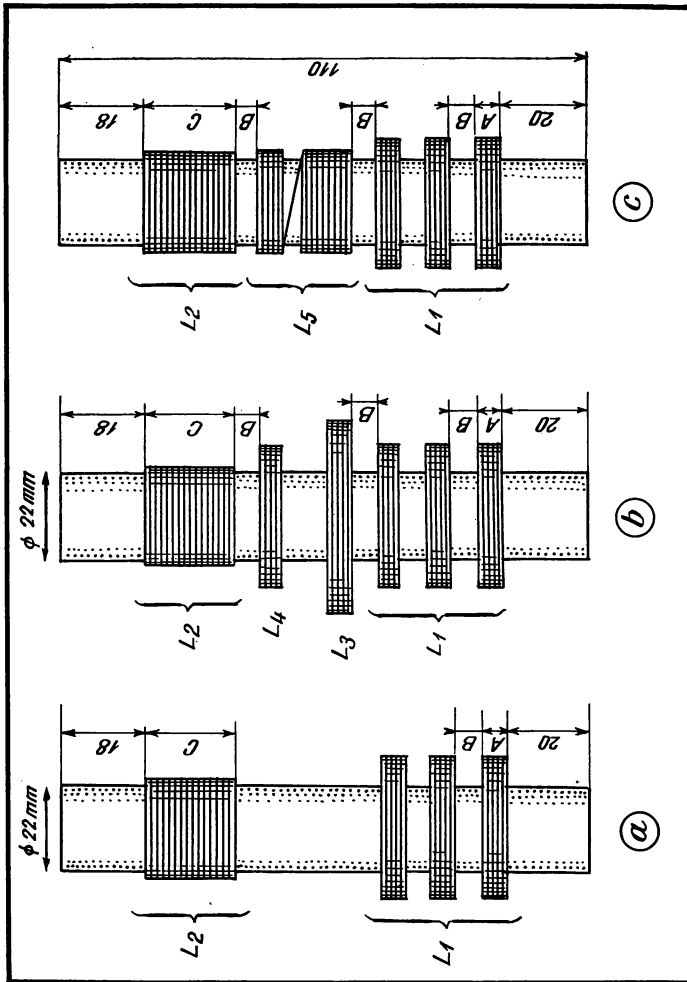


Fig. 62. — Dimensions et forme des blindages pour bobinages de récepteurs à amplification directe.

Ces derniers seront confectionnés en cuivre ou aluminium de 0,5 à 1 mm d'épaisseur et auront les dimensions approximatives de la figure 62. Il est également possible d'utiliser des blindages cylindriques récupérés sur de vieux récepteurs, à condition que leur diamètre soit suffisant d'après ce que nous avons dit plus haut à ce sujet.

L'aspect des bobinages terminés nous est donné par les trois croquis de la figure 63, tandis que les trois schémas de la figure 64 nous montrent la constitution de ces bobines.

Le bobinage du type *a* sera utilisé comme circuit d'entrée d'un récepteur à amplification directe (couplage par capacité avec l'antenne) ou comme circuit de liaison accordé, entre l'amplificatrice H.F. et la détectrice. Par conséquent, pour un récepteur simple, à amplification directe, nous pouvons em-



ployer deux bobinages type *a* identiques. Bien entendu, le circuit plaque de l'amplificatrice H.F. comportera une bobine d'arrêt, avec liaison par condensateur de 100 à 150 pF vers le circuit accordé.

Le bobinage du type *b* sera utilisé comme circuit d'entrée d'un récepteur à amplification directe (couplage inductif avec l'antenne) ou comme circuit de liaison. Dans ce dernier cas, la plaque de l'amplificatrice H.F. sera connectée à la place de l'antenne et les bobines « primaires » retourneront au + H.T. au lieu d'aller à la masse.

Le bobinage du type *c* est prévu pour une détectrice à réaction. Ce bobinage peut d'ailleurs être employé dans un récepteur à amplification directe, en tant qu'élément accordé de liaison. Il est nécessaire de prévoir une bobine d'arrêt dans le circuit plaque de l'amplificatrice H.F., et un condensateur de liaison comme plus haut.

Les bobines à plusieurs couches seront réalisées soit en « nids-d'abeilles » soit « en vrac », entre deux joues de carton, et le tableau suivant nous donne toutes les indications nécessaires sur le fil à utiliser, le nombre de spires à prévoir avec ou sans blindage, etc.

Bo- bine	Fil	Bobines sans blindage				Bobines avec blindage			
		Nombre spires	A (mm)	B (mm)	C (mm)	Nombre spires	A (mm)	B (mm)	C (mm)
L ₁	20/100 é.s.	3 × 123	3,5	2		3 × 150	4	2	
L ₂	15/100 émail	97			17,5	100			18
L ₃	10/100 é.s.	450	3,5	2		450	3,5	2	
L ₄	10/100 é.s.	200	3,5	2		200	3,5	2	
L ₅	15 100 émail	30 + 80			30	35 + 90			30

Les bobines ci-dessus, associées à un condensateur variable de 490 pF et de 10 à 15 pF de résiduelle, nous assureront la couverture des gammes suivantes :

P.O. — 1580/1430 à 526/517 kHz ;

G.O. — 430 à 150 kHz.

Le coefficient de surtension que nous pouvons escompter sera de l'ordre de 75-80 pour les bobines P.O. et de 90-100 pour les bobines G.O.

La fixation des bobines à l'intérieur des blindages, et la fixation de ces derniers sur le châssis est expliquée par les deux croquis de la figure 62, où A, B, *a* et *b* sont des pattes de fixation que l'on trouve partout.

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur à amplification directe et que les bobinages ne comportent pas de blindage, celui d'entrée sera placé au-dessus du châssis et celui de liaison H.F. en dessous.

BOBINAGES POUR SUPERHÉTÉRODYNES

Ces bobinages peuvent être réalisés sur les mêmes carcasses en carton bakélisé que ci-dessus, et les quatre croquis de la figure 65 nous donnent l'aspect général des bobinages terminés.

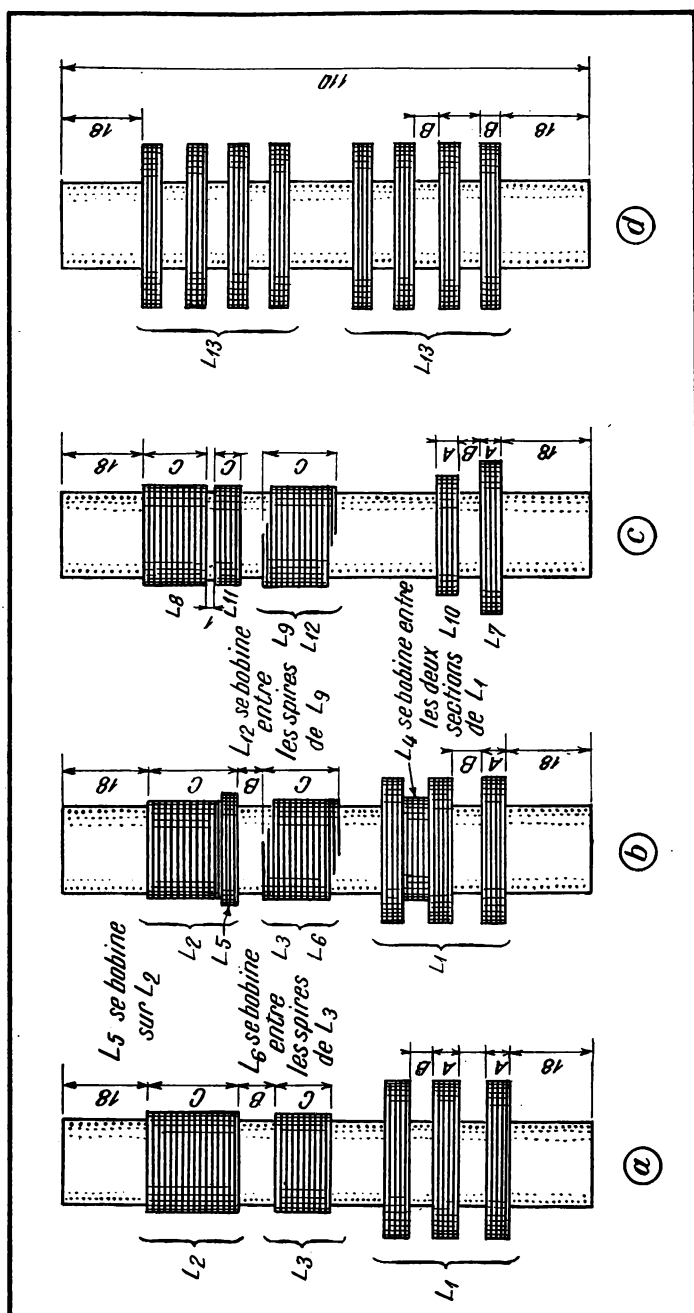


Fig. 65. — Aspect général des bobinages pour superhétérodyne terminés.

Le bobinage *a* est celui d'entrée à liaison par capacité avec l'antenne, analogue au bobinage *a* de la figure 63, mais comportant une gamme O.C.

Le bobinage *b* est également utilisé comme circuit d'entrée, mais à liaison inductive avec l'antenne. D'une façon générale, il est préférable au bobinage *a*.

Le bobinage *c* est celui d'oscillateur et le bobinage *d* représente un transformateur M.F.

Bien entendu, tous les enroulements comporteront des trimmers ajustables et des paddings fixes, suivant la disposition classique, qui est résumée dans les schémas partiels de branchement qui vont suivre.

De plus, le tableau suivant nous donne toutes les indications sur le fil à employer, le nombre de spires et la distance à observer entre différents enroulements. Il est à noter que les chiffres de ce tableau supposent l'utilisation de noyaux magnétiques réglables pour les enroulements P.O., G.O. et M.F.

Bo- bine	Fil	Bobines sans blindage				Bobines avec blindage			
		Nombre spires	A (mm)	B (mm)	C (mm)	Nombre spires	A (mm)	B (mm)	C mm)
L ₁	20/100 é.s.	3 × 123	3,5	2		3 × 150	4	2	
L ₂	15/100 émail	97			17,5	100			18
L ₃	50/100 émail	6,5			10	7			10
L ₄	50/100 émail	8	*)			8	*)		
L ₅	50/100 émail	5	**)			5	**)		
L ₆	50/100 émail	6	***)			6	***)		
L ₇	20/100 é.s.	100	3,5	2		122	3,5	2	
L ₈	15/100 émail	53			8	57			8,5
L ₉	50/100 émail	6			9	6			9
L ₁₀	20/100 é.s.	28	2,5	2		34	2,5	2	
L ₁₁	15/100 émail	15			3	15			3
L ₁₂	15/100 é.s.	6	***)			6	***)		
L ₁₃	20/100 é.s.					4 × 65	3,5	2	

*) Se bobine entre les sections de la bobine L₁, suivant le croquis ;

**) Se bobine par dessus les spires de la bobine L₂ ;

***) Se bobine entre les spires des bobines L₃ ou L₁₃.

Les détails de réalisation d'un noyau réglable nous sont donnés dans la figure 66, mais il est évident que chacun peut en modifier la conception mécanique. Le noyau lui-même sera un bâtonnet du type F3 (*Oréga*) dont le diamètre est de 9,6 mm, la longueur de 12,7 mm, et le diamètre du trou intérieur de 3,2 mm. La vis en laiton sera collée à l'intérieur du trou à l'aide d'un peu de colle H.F.

Il existe donc deux noyaux réglables par bobinage : un à chaque extrémité.

Ce jeu de bobines n'est pas tout à fait orthodoxe en ce qui concerne le bobinage d'entrée *b*, le couplage antenne P.O. et G.O. comportant très peu de spires. En fait, le couplage est également capacitif, car les spires du circuit d'antenne sont placées tout contre celles de grille. Ce jeu donne d'excellents

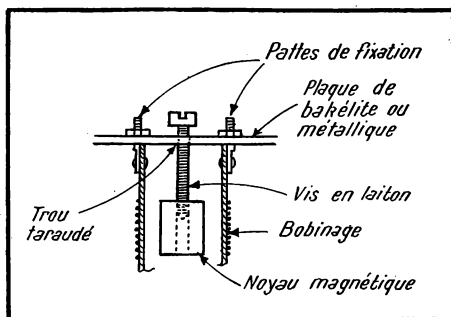
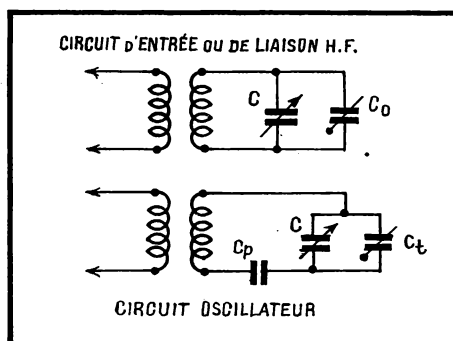


Fig. 66. — Détails de réalisation d'un noyau réglable.

Fig. 67. — Schéma général d'un étage changeur de fréquence dont la valeur des éléments est indiquée par le tableau.



résultats, mais demande une antenne assez développée, du moins en P.O. et G.O.

Voici un tableau (page 95) qui donne les caractéristiques de bobines pour les trois gammes normales, trois diamètres différents de tube-support et trois valeurs différentes de condensateur variable.

Les différentes capacités C_0 , C_p et C_t indiquées dans ce tableau correspondent aux indications de la figure 67.

Les bobines des gammes P.O. et G.O. sont réalisées en « nids d'abeilles » ou « en vrac » avec du fil de 12/100 deux couches soie ou émail soie. La largeur de chaque bobine est de 6 à 7 mm.

Les bobines O.C. sont à une seule couche et à spires rangées. Les enroulements de grille ou, plus généralement, les enroulements accordés sont réalisés en fil émaillé dont le diamètre dépend de celui du tube-support. C'est ainsi que pour le tube de 10 mm on prendra le fil de 60/100, pour le tube de 15 mm le fil de 80/100 et pour le tube de 18 mm le fil de 10/10.

Les enroulements O.C. non accordés (circuit d'antenne, circuit plaque H.F., circuit d'entretien de l'oscillateur) seront bobinés par dessus des enroulements accordés, avec interposition d'une couche de papier. On utilisera du fil de 15/100 à 25/100 deux couches soie ou émail-soie et on disposera ces enroulements suivant les indications de la figure 68, c'est-à-dire du côté de l'extrémité « masse » de l'enroulement accordé. A noter que l'extrémité + H.T. de l'oscillateur est réunie à la masse lorsque l'alimentation de la plaque oscillatrice se fait en parallèle, suivant le schéma de la figure 27, par exemple.

La figure 69 nous montre la façon dont sont disposés, sur les tubes-supports, les enroulements P.O. et G.O. des circuits d'entrée (ou de liaison H.F.) et du circuit oscillateur.

La distance entre les bobines accordées et les bobines non accordées (circuit d'antenne, circuit d'entretien de l'oscillateur, circuit plaque H.F.) sera la suivante :

G.O. (circuit d'entrée ou de liaison H.F.) : 3 à 4 mm ;

G.O. (oscillateur) : 1 à 1,5 mm ;

P.O. (circuits d'entrée ou de liaison H.F.) : 1,5 à 3 mm ;

P.O. (oscillateur) : 1 à 1,5 mm.

Fig. 68. — Disposition des enroulements dans le cas d'un bobinage O.C.

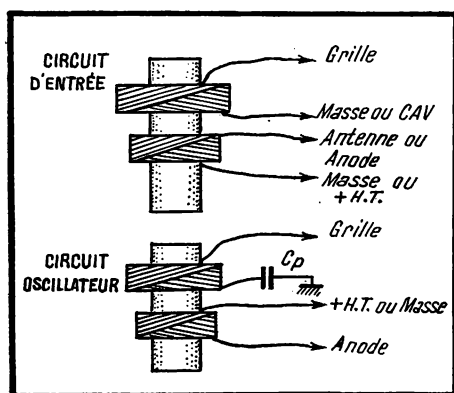
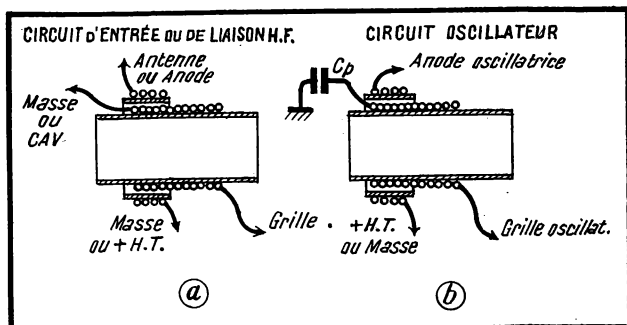


Fig. 69. — Façon dont sont disposés, sur les tubes-supports, les enroulements P.O. et G.O. des circuits d'entrée.

Dans la figure 67 la signification des différentes capacités C_0 , C_p et C_t est la suivante :

C_0 représente la capacité parallèle totale du circuit d'entrée ou de celui de liaison H.F., capacité qui se compose de la capacité répartie du bobinage, de la capacité parasite du câblage et de la capacité de l'ajustable correspondant.

C_p représente le padding du circuit oscillateur.

C_t représente la valeur du trimmer du circuit oscillateur.

Dans le tableau ci-contre les colonnes P (primaire) indiquent le nombre de spires du circuit non accordé : circuit d'antenne, circuit de plaque de liaison H.F., circuit d'entretien de l'oscillateur. Les colonnes S (secondaire) indiquent le nombre de spires des circuits accordés.

Capacité du C.V. C (en pF)	C _o en pF	C _p en pF	C _t en pF	Circuit d'entrée						Liaison H.F.						Oscillateur					
				Diamètre 10 mm		Diamètre 15 mm		Diamètre 18 mm		Diamètre 10 mm		Diamètre 15 mm		Diamètre 18 mm		Diamètre 10 mm		Diamètre 15 mm		Diamètre 18 mm	
				P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S	P	S
C = 360																					
	O.C.	25 3.500	2	10 16,7	7 12	6,5 10,4		13 16,7	9 12	8,5 10,4		15 16,6	10 11,8	9 10,3		15 16,6	10 11,8	9 10,3		15 16,6	10 11,8
	P.O.	32 400	10	80 134	65 114	60 105		110 134	93 114	84 105		65 99	54 84	52 79		65 99	54 84	52 79		65 99	54 84
C = 460	G.O.	38 170	20	225 440	185 370	150 310		325 440	265 370	310 210		325 440	265 370	310 210		120 216	97 177	81 147		120 216	97 177
	O.C.	35 3.500	2	10 14,7	7 10,5	6,5 9,2		13 14,7	9 10	8,5 9,2		13 14,5	9 10,3	8 9		13 14,5	9 10,3	8 9		13 14,5	9 10,3
	P.O.	44 500	10	80 118	65 100	60 97		110 118	93 100	84 97		58 88	51 73	46 70		58 88	51 73	46 70		58 88	51 73
C = 490	G.O.	54 215	20	225 386	185 350	150 270		325 386	265 350	270 200		325 386	265 350	270 200		105 188	89 162	59 106		105 188	89 162
	O.C.	35 4.000	2	10 14	7 10	16,5 8,8		13 14	9 10	8,5 8,8		12 13,8	8,5 9,8	7,8 8,7		12 13,8	8,5 9,8	7,8 8,7		12 13,8	8,5 9,8
	P.O.	44 540	15	80 113	65 95	60 89		110 113	93 95	84 89		51 85	45 69	43 67		51 85	45 69	43 67		51 85	45 69
G.O.	54 260	30		225 369	185 300	150 255		325 369	265 300	255 200		325 369	265 300	255 200		100 182	73 142	57 104		100 182	73 142

Les gammes couvertes par les bobinages dont les caractéristiques sont indiquées dans le tableau se répartissent, approximativement, comme suit :

G.O. — 427 à 158 kHz (700 à 1900 m) ;

P.O. — 1500 à 518 kHz (200 à 580 m) ;

O.C. — 18,75 à 6 MHz (16 à 50 m).

Le nombre de spires indiqué exclut l'emploi d'un noyau magnétique et se rapporte à une M.F. de 455 kHz.

Il est recommandé de rendre ajustables les paddings P.O. et G.O. en les constituant par un condensateur fixe et un condensateur ajustable d'appoint.

Enfin, si l'on désire, pour la gamme P.O., couvrir une gamme légèrement différente, par exemple de 1600 kHz à 530 kHz environ, on diminuera légèrement le nombre de spires du circuit accordé d'entrée (et de liaison H.F. s'il y a lieu), ainsi que du circuit oscillateur. Ordre de grandeur : on enlèvera 5-6 spires au circuit d'entrée et 3-4 spires au circuit oscillateur.

Le croquis de la figure 70 nous donne une idée sur la façon dont s'effectuera la commutation des bobines des trois gammes.

Voici maintenant quelques indications sur la réalisation des transformateurs M.F. pour 455 kHz.

Tube de 10 mm — 230 spires ;

Tube de 15 mm — 200 spires ;

Tube de 18 mm — 175 spires.

On utilisera du fil de 15/100 à 20/100 deux couches soie ou émail-soie. Chaque bobine aura 5 à 7 mm de largeur et la distance entre les deux circuits d'un transformateur sera de 30 à 40 mm. Enfin, les condensateurs d'appoint seront de 150 pF environ, constitués, par exemple, par un condensateur fixe de 140 pF et un ajustable de 30 pF en parallèle.

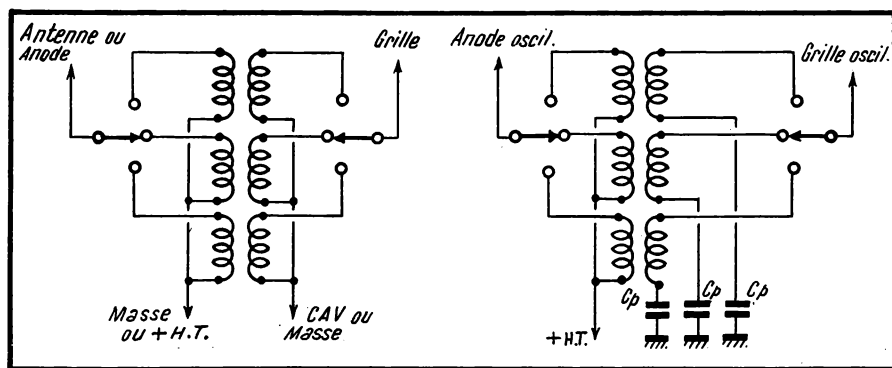
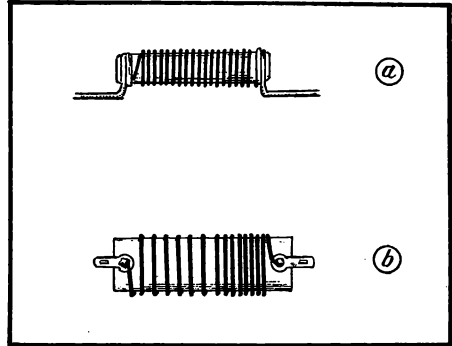


Fig. 70. — Façon dont s'effectue la commutation des bobinages des trois gammes.

Fig. 71. — Constitution de quelques bobines d'arrêt.



4. — Bobines d'arrêt H.F.

Comme leur nom l'indique, les bobines d'arrêt H.F. doivent offrir un obstacle aux courants H.F. d'un circuit quelconque. Ces bobines sont définies par les caractéristiques suivantes :

- a. — Coefficient de self-induction ;
- b. — Capacité répartie ;
- c. — Fréquence propre qui en résulte ;
- d. — Mode d'enroulement ;
- e. — Dimensions ;
- f. — Courant maximum admissible ;
- g. — Résistance ohmique.

Le coefficient de self-induction d'une bobine d'arrêt H.F. doit être choisi suivant la bande de fréquences sur laquelle cette bobine est utilisée et nous donnons ci-dessous un tableau indiquant l'ordre de grandeur de la self-induction pour les différentes fréquences.

Fonction de la bobine d'arrêt	Ondes ultra-courtes	Ondes courtes	P.O. - G.O.
Circuits de chauffage et d'alimentation.....	2 à 10 μH	20 à 100 μH	1 à 10 mH
Circuits d'anode.....	jusqu'à 10 μH	jusqu'à 500 μH	10 à 50 mH

La capacité répartie d'une bobine d'arrêt H.F. doit être aussi faible que possible, car cette capacité shunte la bobine. Pour diminuer cette capacité répartie on a recours à certains artifices d'enroulement. C'est ainsi que les bobines d'arrêt pour O.T.C. et O.C., dont la self-induction est inférieure à 10-30 μH , sont réalisées sous forme de bobines cylindriques à une seule couche et souvent à spires espacées. Le diamètre du tube-support pour bobines d'arrêt O.T.C. et O.C. est généralement faible, de l'ordre de 5-10 mm. Assez souvent on réalise ces bobines sur des résistances ordinaires, de valeur assez élevée,

comme le montre le croquis de la figure 71a. Parfois, et toujours pour diminuer la capacité répartie, le bobinage se fait à spires de plus en plus espacées, comme le montre la figure 71b. La longueur de la bobine est, généralement, de 3 à 5 fois son diamètre.

Les bobines d'arrêt dont la self-induction est supérieure à 50 μH doivent être réalisées en « nids d'abeilles », mais en partageant l'enroulement en plusieurs sections, comme le montre le croquis de la figure 72. Généralement on se limite à 3 ou 4 sections en s'arrangeant de façon que la distance entre deux galettes voisines soit supérieure à l'épaisseur de chaque bobine.

Les bobines à plusieurs sections peuvent assez facilement nous donner une self-induction de l'ordre de 8-10 mH, en mettant 300 à 400 spires par galette.

En général, une bobine d'arrêt H.F. fonctionne loin de la résonance, c'est-à-dire de sa fréquence propre, mais il existe des cas particuliers (récepteurs et émetteurs O.C.) où on utilise des bobines d'arrêt accordées. Dans ces conditions, la résistance de la bobine d'arrêt (impédance) sera maximum pour les fréquences voisines de celles de résonance et l'effet « d'arrêt » sera également maximum.

Si une bobine d'arrêt doit fonctionner sur une bande de fréquences très étendues, par exemple O.C., P.O. et G.O., il est préférable de monter deux bobines en série : une pour O.C. ; l'autre pour P.O. et G.O. Le cas peut se présenter, par exemple, pour la bobine d'arrêt que l'on prévoit dans le circuit anodique d'une détectrice à réaction.

Au lieu de prévoir deux bobines en série on réalise très souvent des bobines d'arrêt de conception un peu particulière, où les différentes sections vont en diminuant, la dernière étant constituée par quelques spires sur une seule couche (fig. 73).

Une bobine d'arrêt doit présenter le moins de résistance possible à la composante continue du courant qui la traverse, et le diamètre du fil à utiliser sera choisi en admettant une densité de courant de l'ordre de 3,5 ampères par mm^2 .

Lorsqu'il s'agit de bobines d'arrêt pour circuits anodiques, on emploiera du fil de 10/100 à 20/100 émail-soie (émail pour les bobines à une seule couche et émail-soie pour les bobines en « nids d'abeilles »).

Lorsqu'il s'agit de bobines d'arrêt pour circuits de chauffage, le diamètre du fil employé sera de 40/100 à 80/100, suivant l'intensité.

Bien entendu, il est possible de prévoir, pour toutes les bobines d'arrêt H.F., des noyaux magnétiques, ce qui est particulièrement avantageux pour les bobines à grand nombre de spires et permet une économie appréciable de fil.

5. — Transformateurs

Un transformateur est constitué par deux ou plusieurs enroulements séparés, disposés sur un même noyau magnétique. D'une façon générale, un transformateur est destiné, comme son nom l'indique, à transformer un cou-

rant alternatif d'une certaine tension en courant de tension moindre ou supérieure.

Les transformateurs utilisés pour fournir la tension de chauffage ou de haute tension aux ensembles récepteurs ou émetteurs s'appellent *transformateurs d'alimentation*.

Lorsqu'il s'agit d'opérer une transformation de courants alternatifs de fréquence audible (basse fréquence) on a recours aux *transformateurs B.F.* qui jouent, simultanément, le rôle d'adaptateurs d'impédance. Suivant la

Fig. 72. — Réalisation de bobines d'arrêt de self-induction élevée.

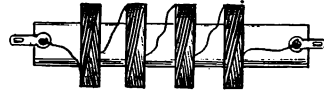


Fig. 73. — Structure d'une bobine d'arrêt fractionnée pour une large bande de fréquences.



place qu'ils occupent dans le montage on les appelle *transformateurs d'entrée*, *transformateurs intervalves* ou *transformateurs de sortie*.

Le circuit magnétique d'un transformateur est réalisé, le plus souvent, à l'aide de tôles de qualité spéciale, dites « à faibles pertes », empilées de façon à former un paquet d'épaisseur voulue.

Les deux formes courantes de ces tôles sont indiquées par les croquis *a* et *b* de la figure 74, tandis que leurs dimensions standard sont données par le tableau ci-dessous.

TABLEAU DES TOLES COURANTES SUR LE MARCHÉ FRANÇAIS

	Forme	Dimensions en mm									
		A	B	C	D	E	F	G	H	I	K
1	a	44	28				21	7	7	14	8
2	a	48	32				24	8	8	16	8
3	a	52,5	35				26,25	8,75	8,75	17,5	8,75
4	a	60	40				30	10	10	20	10
5	a	63	42	52,5	5,25	36,75	31,5	10,5	10,5	21	10,5
6	a	75	50	62,5	6,25	43,75	37,5	12,5	12,5	25	12,5
7	a	75	65	64	5,5	59	54	10,5	10,5	21	16,5
8	a	80	70	67	6,5	63	57	12,5	12,5	21	17
9	a	90	77,5	77	4,5	71	65	12,5	12,5	25	20
10	b	70	75	60	5	65	55	10	10	20	15
11	b	75	75	65	5	65	52	11,5	11,5	21	15,5
12	b	80	80	70	5	70	57	11,5	11,5	21	18
13	b	90	90	76	7	76	63	13	13	24	20
14	b	99	99	85	7	85	70	15	15	28	20,5

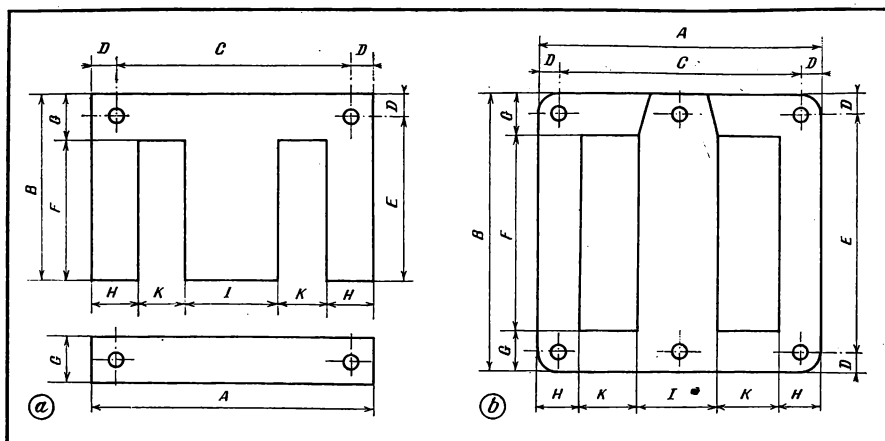


Fig. 74. — Formes courantes de tôles pour transformateurs ou inductances

L'épaisseur des tôles employées pour la confection des circuits magnétiques varie généralement entre 0,4 et 0,5 mm.

Lorsqu'on empile les tôles pour réaliser un circuit magnétique, il y a deux façons de le faire, suivant que l'on ait besoin d'un circuit sans entrefer (cas général des transformateurs d'alimentation) ou d'un circuit avec entrefer (cas de la plupart des transformateurs B.F. et des inductances de filtrage). Dans le premier cas (pas d'entrefer) on empile les tôles alternativement dans un sens et dans l'autre, suivant le croquis de la figure 75. Lorsqu'on a besoin d'un entrefer, on assemble toutes les tôles dans le même sens.

Les tôles 1, 2, 3 et 4 ne comportent pas de trous pour assemblage par tiges filetées et écrous. Elles sont maintenues ensemble par étriers de formes spéciales (transformateurs pour H.P. et inductances de filtrage).

TRANSFORMATEURS D'ALIMENTATION

Les transformateurs dits d'alimentation sont destinés à fournir les tensions nécessaires au fonctionnement des récepteurs radio, des amplificateurs, etc.

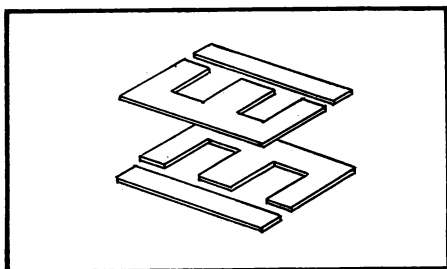


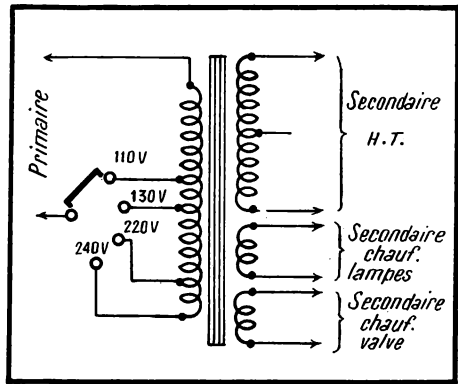
Fig. 75. — L'empilage des tôles se fait en « croisé » lorsqu'aucun entrefer n'est nécessaire.

Le plus souvent un tel transformateur comporte quatre enroulements (fig. 76) :

- un primaire, généralement prévu pour plusieurs tensions du secteur ;
- un secondaire dit de haute tension, muni presque toujours d'une prise médiane ;
- un secondaire pour le chauffage des lampes ;
- un secondaire pour le chauffage de la valve.

Bien qu'un dépanneur ou un amateur n'ont pas souvent l'occasion de réaliser eux-mêmes un transformateur d'alimentation, car il est toujours beaucoup plus simple d'en acheter un tout fait, nous croyons utile de dire quelques

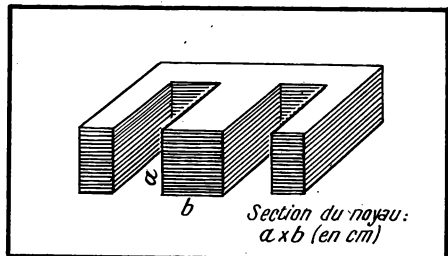
Fig. 76. — Schéma classique d'un transformateur d'alimentation pour récepteurs ou amplificateurs.



mots sur le calcul de ces transformateurs, afin que tout technicien puisse, éventuellement, les modifier ou réparer et apprécier leurs caractéristiques en connaissance de cause.

Lorsqu'on choisit un transformateur pour alimenter un récepteur ou un amplificateur, on tient compte, avant tout, de la puissance et de la tension

Fig. 77. — Dimensions à considérer pour le calcul de la section du noyau.



des secondaires de haute tension et de chauffage. Il en résulte une certaine puissance caractérisant le transformateur, et dont les valeurs se situent entre 15 et 100 watts le plus souvent.

Le tableau page 103 nous donne les caractéristiques de quelques transformateurs qui peuvent convenir à tous les besoins.

CALCUL SIMPLIFIÉ D'UN TRANSFORMATEUR D'ALIMENTATION

Lorsqu'on se propose de réaliser un transformateur de caractéristiques différentes de celles du tableau (puissance différente, ou tension des secondaires différente), il est nécessaire de faire le calcul de la section du noyau, du nombre de spires de chaque enroulement et du diamètre du fil à utiliser.

La *section du noyau* (fig. 77) nécessaire pour la puissance primaire P_0 donnée du transformateur se calcule par la relation

$$Q \text{ (en cm}^2\text{)} = \sqrt{P_0},$$

la puissance P_0 étant exprimée en watts. Lorsqu'on utilise des tôles de qualité quelconque ou dont on ne connaît pas la qualité, il vaut mieux utiliser la relation

$$Q = 1,2 \sqrt{P_0}.$$

La puissance P_0 du transformateur est représentée par la somme des puissances de tous les secondaires divisée par le rendement du transformateur exprimé par une fraction : 0,75 à 0,85. En effet, le rendement des petits transformateurs utilisés en radio est assez faible et se situe entre 70 % et 85 %, soit 0,7 à 0,85.

L'exemple suivant fera mieux comprendre la façon dont on détermine la puissance d'un transformateur d'alimentation. Soit donc un transformateur dont les caractéristiques doivent être :

Secondaire haute tension fournissant 90 mA sous 325 volts (avant filtrage) ;

Secondaire chauffage valve : 5 volts — 2 ampères ;

Secondaire chauffage lampes : 6,3 volts — 3 ampères.

Faisons la somme des puissances des trois secondaires, ce qui nous donne :

$$P_1 = 0,09 \times 325 = 29,2 \text{ watts}$$

$$P_2 = 2 \times 5 = 10 \quad \text{»}$$

$$P_3 = 3 \times 6,3 = 19 \quad \text{»}$$

soit au total 58,2 watts. En admettant un rendement de 75 % (coefficient 0,75), nous obtenons la puissance au primaire :

$$P_0 = \frac{58,2}{0,75} = 77,5 \text{ watts},$$

c'est-à-dire, en chiffre rond, 80 watts. Par conséquent, la section du noyau sera comprise suivant la qualité des tôles employées :

$$Q = \sqrt{80} = 9 \text{ cm}^2$$

Puissance en watts	Section du noyau en cm ²	Primaire			Secondaire H.T.			Chauffage valve			Chauffage lampes		
		Nombre de spires	Diamètre du fil (mm)	Tension du secteur	Tension en volts	Nombre de spires	Diamètre du fil (mm)	Ten- sion (V)	Nom- bre de spires	Dia- mètre du fil	Ten- sion (V)	Nom- bre de spires	Diamètre (mm)
15	4	1 680 + 1 680	0,3	110 — 220	2 × 150	2 250 + 2 250	0,1	5 6,3	75 95	0,55 0,5	6,3	95	0,6
38	6,5	760 + 116 + 664	0,44 0,35	110 — 127 — 220	320	2 280	0,21	5 6,3	35 44	0,55 0,5	6,3	44	0,7
31	7,5	810 + 90	0,46	110 — 130	2 × 265	1 960 + 1 960	0,15	5 6,3	37 47	0,55 0,5	6,3	47	0,7
50	7,5	760 + 80 + 80 + 600	0,55 0,41	100 — 110 120 — 220	2 × 430	3 250 + 3 250	0,17	5 6,3	38 48	0,55 0,5	6,3	48	0,8
50	11	530 + 82 + 448	0,45 0,35	110 — 125 — 220	2 × 300	1 600 + 1 600	0,15	5 6,3	24 31	0,55 0,5	6,3	31	0,8
70	11,5	440 + 60 + 380	0,48 0,35	110 — 125 — 220	2 × 290	1 170 + 1 170	0,16	5 6,3	20 25,5	0,55 0,5	6,3	25,5	0,9
75	11,2	440 + 60 + 380	0,50 0,35	110 — 125 — 220	2 × 250	1 000 + 1 000	0,18	5 6,3	20 25,5	0,55 0,5	6,3	25,5	0,9
100	21	250 + 35 + 215	0,57 0,40	110 — 125 — 220	2 × 320	735 + 735	0,25	5 6,3	11,5 14,5	0,9 0,5	6,3	14,5	1
100	16	341 + 62 + 279	0,57 0,58	110 — 130 — 220	2 × 340	1 050 + 1 050	0,2	5 6,3	15,5 19,5	0,9 0,5	6,3	19,5	1
120	18	330 + 60 + 270	0,60 0,45	110 — 130 — 220	2 × 275	825 + 825	0,27	5 6,3	15 19	0,9 0,5	6,3	19	1,3

ou :

$$Q = 1,2 \sqrt{80} = 10,8 \text{ cm}^2.$$

Pour simplifier le calcul du nombre de spires on utilise couramment la notion du nombre de spires par volt ou, simplement, « spires par volt », désigné par N.

Ce nombre est calculé par les relations suivantes :

$$N = \frac{45}{Q} \text{ (tôles de très bonne qualité) ;}$$

$$N = \frac{55}{Q} \text{ (tôles de qualité moyenne) ;}$$

$$N = \frac{60}{Q} \text{ (tôles de qualité médiocre) .}$$

Le nombre de spires de n'importe quel enroulement, primaire ou secondaire, se calcule en multipliant la tension de cet enroulement par N.

Il est conseillé, lorsqu'il s'agit d'un secondaire H.T., d'augmenter le nombre ainsi trouvé de 5 à 10 %, pour tenir compte de la chute de tension dans l'enroulement, dont la résistance est loin d'être négligeable.

Lorsqu'on a à réparer ou à modifier un transformateur dont on ignore le nombre de spires par volt, le moyen relativement simple pour le déterminer consiste à débobiner un enroulement de chauffage (valve ou lampes) dont on connaît la tension et qui se trouve, presque toujours, au-dessus. On compte les spires de cet enroulement et on divise le nombre ainsi trouvé par la tension en volts. Si on trouve, par exemple, 32 spires pour 6,3 volts, le nombre N du transformateur examiné sera $32/6,3 = 5,1$ spires par volt très sensiblement.

Le diamètre du fil de n'importe quel enroulement est déterminé en fonction du courant qui traverse cet enroulement. On introduit la notion, très commode, de la *densité en ampères par mm² de section*. Pour le primaire et le secondaire H.T. on admet le plus souvent une densité de 3 A/mm², tandis que pour les secondaires de chauffage valve et lampes on pousse jusqu'à 4 A/mm², puisque ces secondaires se trouvent à l'extérieur et sont, par conséquent, mieux refroidis.

Voici les trois relations qui permettent de calculer le diamètre en mm du fil pour chaque enroulement, suivant la densité admise :

$$d = 0,7 \sqrt{I} \quad \text{pour } 2,5 \text{ A/mm}^2 ;$$

$$d = 0,6 \sqrt{I} \quad \text{pour } 3 \text{ A/mm}^2 ;$$

$$d = 0,45 \sqrt{I} \quad \text{pour } 4 \text{ A/mm}^2 ;$$

où *d* est le diamètre en millimètres et *I* le courant traversant l'enroulement en ampères.

En général, lorsqu'un technicien réalise un transformateur, il le fait sur un paquet de tôles qu'il a sous la main. Il importe alors, avant de commencer le travail, de faire un rapide calcul pour voir si tous les enroulements projetés vont pouvoir se loger dans la place disponible, dans ce que l'on appelle la « fenêtre », c'est-à-dire la surface délimitée par les dimensions F et K des figures 74a et 74b.

Pour un calcul rapide de la place occupée par tous les enroulements on peut utiliser la formule :

$$\frac{d_1^2 n_1 + d_2^2 n_2 + d_3^2 n_3 + d_4^2 n_4}{0,25}$$

où d_1, d_2 , etc. représentent le diamètre (*en millimètres*) des fils de chaque enroulement, tandis que n_1, n_2 , etc. désignent le nombre de spires correspondant.

La surface totale, en mm², ainsi obtenue doit rester inférieure à la surface de la « fenêtre » (F × K) exprimée en mm² également, et nous permet de loger également plusieurs couches de papier huilé ou paraffiné entre le primaire et le secondaire H.T. d'une part, entre le secondaire H.T. et celui de chauffage valve d'autre part, et enfin entre le secondaire de chauffage valve et celui de chauffage lampes.

De plus, on tient compte, dans le calcul ci-dessus, du diamètre du fil *avec son isolant*. Pour les fils émaillés, exclusivement utilisés pour le bobinage des transformateurs d'alimentation, la couche d'émail augmente le diamètre du fil de 0,08 à 0,1 mm environ pour les fils de moyenne épaisseur (entre 0,2 mm et 1 mm). Par conséquent, le diamètre réel d'un fil de 0,3 mm (30/100) sera de près de 0,4 mm (40/100).

On peut également faire le calcul ci-dessus en se basant sur le nombre de spires maximum que l'on peut loger dans 1 cm². Ce nombre dépend évidemment du diamètre du fil et nous le donnons ci-dessous pour les différents diamètres de fil émaillé, compte tenu de l'épaisseur de l'isolant.

Diamètre en mm	Nombre de spires par cm ²	Diamètre en mm	Nombre de spires par cm ²	Diamètre en mm	Nombre de spires par cm ²
0,08	8200	0,22	1400	0,8	125
0,10	5700	0,25	1140	0,9	101
0,12	4000	0,30	810	1	83
0,14	3130	0,35	592	1,1	69
0,15	2800	0,4	470	1,2	58,5
0,16	2500	0,5	308	1,3	50,5
0,18	2070	0,6	217	1,4	44,5
0,20	1720	0,7	164	1,5	39

On tiendra compte, néanmoins, de la place occupée par les couches de papier isolant.

TRANSFORMATEURS DE LIAISON

Ces transformateurs sont utilisés comme éléments de liaison entre les étages d'un amplificateur B.F. Le calcul et la réalisation d'un transformateur de liaison (on dit aussi quelquefois « transformateur intervalve ») ne sont guère à la portée d'un technicien non spécialisé, et nous nous contenterons de donner quelques indications générales sur la constitution de ces transformateurs.

Leur section du noyau est, généralement, de 2 à 3 cm² et la forme de tôles employée est, presque toujours, celle de la figure 74a. Un transformateur de liaison est le plus souvent du type élévateur, avec un rapport de 1 à 2, 1 à 3 ou 1 à 5 du primaire au secondaire.

L'ordre de grandeur du nombre de spires au primaire est de 3000 à 5000, tandis qu'au secondaire, suivant le rapport de transformation, nous avons de 5000 à 15 000 spires.

Le fil utilisé est presque toujours émaillé, de 0,08 à 0,1 mm de diamètre (8/100 à 10/100).

Une catégorie à part est constituée par les transformateurs prévus comme éléments d'attaque d'un étage final push-pull. Leur secondaire est constitué par deux sections identiques réunies en série, avec point commun « sorti », ou, ce qui revient au même, par un secondaire unique avec prise médiane.

TRANSFORMATEURS POUR MICROPHONES

Ces transformateurs, appelés parfois transformateurs d'entrée, se distinguent généralement par un rapport plus élevé que celui des transformateurs de liaison : 1 à 10 ou 1 à 15. Comme leur nom l'indique, ils sont utilisés en tant qu'éléments de liaison entre le microphone et l'entrée de l'amplificateur, et ont pour but de transformer le courant pulsé très faible du microphone en une tension alternative suffisamment élevée pour attaquer la grille de la première lampe.

Le noyau de ces transformateurs est généralement de 3 à 4 cm² et leur primaire comporte 800 à 1200 spires en fil de 0,2 à 0,25 mm, avec prise médiane s'il s'agit d'un microphone différentiel.

Le secondaire, bobiné en fil très fin (0,08 à 0,1 mm) comporte de 8000 à 15 000 spires, suivant le rapport prévu.

TRANSFORMATEURS DE SORTIE

Ces transformateurs sont employés pour obtenir la meilleure utilisation possible de l'énergie acoustique d'un amplificateur, pour une certaine valeur de la charge de sortie, par exemple un haut-parleur. L'adaptation des caractéristiques d'un haut-parleur à celles de la lampe finale s'obtient par le choix approprié du rapport de transformation. Ce rapport dépend de la résistance interne de la lampe finale et de l'impédance de la bobine mobile.

Tous les recueils de caractéristiques des lampes mentionnent, pour les lampes finales, la charge de sortie optimum R_a , pour laquelle la lampe considérée délivre, sans distorsion, la puissance maximum. Cette valeur de charge optimum R_a interviendra dans le calcul du rapport de transformation.

Nous n'exposerons pas ici la méthode de calcul détaillée d'un transformateur de sortie, mais indiquerons quelques procédés simplifiés qui sont largement suffisants pour un technicien qui cherche à bobiner ou à modifier un tel transformateur.

Le problème se réduit au calcul du rapport de transformation, du nombre de spires au primaire et au secondaire et de la section du noyau.

On commence par calculer le rapport de transformation n à l'aide de la relation suivante :

$$n = 1,1 \sqrt{\frac{Z_2}{R_a}}$$

où n est égal au rapport du nombre de spires secondaires (n_2) au nombre de spires primaires (n_1), soit n_2/n_1 . Dans la même formule, Z_2 désigne l'impédance de la bobine mobile en ohms et R_a , comme indiqué plus haut, la charge de sortie optimum de la lampe finale considérée, en ohms également.

Nous allons calculer ensuite le coefficient de self-induction L_1 du primaire par la formule

$$L_1 = \frac{R_1 \alpha}{400 (1 + \alpha)},$$

où R_1 est la résistance interne de la lampe finale en *ohms* ; α , le coefficient de charge, dont l'ordre de grandeur est de 2 à 3 pour les triodes et de 0,08 à 0,1 pour les penthodes ; L_1 , le coefficient de self-induction du primaire en *henrys*.

Nous pouvons maintenant déterminer la section du noyau du transformateur, à l'aide de la relation suivante, valable pour un transformateur sans composante continue :

$$Q \text{ (en cm}^2\text{)} = 6 \sqrt{\frac{P}{L_1}},$$

où P est la puissance de sortie maximum de la lampe en *watts*.

Si nous choisissons un certain type de tôles, l'épaisseur du « paquet » (a , fig. 77) sera

$$a = \frac{Q}{0,9 b},$$

relation dans laquelle nous introduisons le coefficient 0,9 pour tenir compte des irrégularités de l'empilage. Bien entendu, a et b doivent être exprimés en cm si Q est en cm².

Le nombre de spires du primaire (n_1) peut être calculé par la formule :

$$n_1 = 426 \sqrt{\frac{L_1 l}{Q}}.$$

où L_1 est le coefficient de self-induction primaire, précédemment calculé ; est la longueur de la ligne de force magnétique moyenne, en *centimètres* ; Q est la section du noyau en cm^2 que nous avons calculée plus haut.

La figure 78 montre la façon dont on détermine la longueur de l . Cette longueur est d'ailleurs égale, si on se reporte au croquis de la figure 74a, à

$$2 (F + G) + 2 (K + H) .$$

Pour calculer le diamètre du fil du primaire on se servira de la relation

$$d_1 = 1,12 \sqrt{\frac{P}{E_a}}$$

où P est la puissance de sortie maximum, en *watts*, de la lampe donnée, et E_a la tension continue appliquée à l'anode, en *volts*. Le diamètre d_1 est alors donné en *millimètres*.

Le nombre de spires, n_2 , du secondaire, est calculé à partir du nombre n_1 de spires primaires par la simple relation

$$n_2 = n_1 \cdot n$$

où n est le rapport de transformation, défini plus haut. Le diamètre du fil secondaire peut être calculé, très simplement, par le rapport :

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}} .$$

Lorsque toutes les grandeurs ci-dessus sont calculées, il est prudent de vérifier si les enroulements ainsi conçus peuvent se placer dans la « fenêtre » de la tôle choisie. On calcule pour cela un certain coefficient F_c , qui doit rester égal ou inférieur à 0,15 — 0,2 lorsque les enroulements sont réalisés en fil émaillé, ce qui est toujours le cas.

Le coefficient F_c est donné par la relation

$$F_c = \frac{0,008 (d_1^2 n_1 + d_2^2 n_2)}{S}$$

où S désigne la surface de la « fenêtre » en *centimètres carrés*, les diamètres d_1 et d_2 étant exprimés en *millimètres*.

Le coefficient F_c ainsi défini tient compte de l'isolant du fil (émail) ainsi que des feuilles de papier isolant interposées entre les couches du primaire et entre le primaire et le secondaire.

Parfois, dans le but d'augmenter la puissance de sortie sans recourir au montage push-pull, on monte deux lampes finales en parallèle. Le calcul d'un

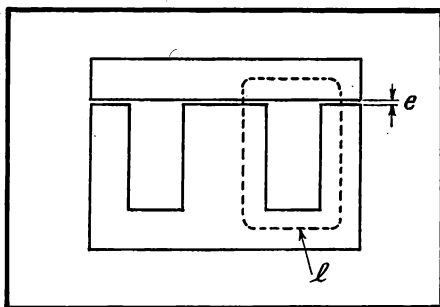
transformateur de sortie pour un tel étage se fait exactement de la même façon que pour une lampe unique, mais en tenant compte de ce que :

- la résistance interne R_i doit être divisée par 2 ;
- le coefficient de charge α ne change pas ;
- la puissance de sortie P doit être multipliée par 2 ;
- la charge de sortie optimum R_a doit être divisée par 2.

D'une façon générale, le montage parallèle de deux lampes finales n'est pas très recommandé, car la composante continue du courant anodique devient très importante (pratiquement deux fois plus élevée) et les conditions de fonctionnement du transformateur deviennent bien moins favorables.

Pour ne pas avoir à augmenter considérablement la section du noyau, il est recommandé alors de prévoir un *entrefer* e (fig. 78) qui sera constitué par une feuille de papier fort ou de bristol, d'épaisseur convenable, disposé entre les deux parties du circuit magnétique.

Fig. 78. — Tracé de la ligne de force magnétique moyenne (l).



L'épaisseur de l'entrefer e peut être, approximativement, calculée par la relation suivante :

$$2 e = \frac{10 l + I_a n_1}{10\,000},$$

où e est exprimée en *centimètres* ; l (longueur de la ligne de force magnétique moyenne), également en *centimètres* ; I_a , le courant anodique total de l'étage final, en *ampères* ; n_1 , le nombre de spires primaires.

Cependant, le fait d'introduire un entrefer modifie complètement les caractéristiques du transformateur et nous devons, en réalité, refaire le calcul en tenant compte de cet entrefer.

Il n'est guère possible de donner ici la méthode détaillée de ce calcul, relativement compliqué, et nous nous contenterons de quelques indications générales et procédés empiriques.

On commence par choisir un type de tôles, en tenant compte du fait que la section du noyau sera plus importante que sans entrefer et que le primaire devra être exécuté en fil relativement gros, à cause de l'intensité élevée qui le traverse. Nous prendrons, par exemple, les n^{os} 6, 7 ou 8 du tableau donné plus haut.

On admettra que le primaire occupera la moitié de la surface de la fenêtre et on calcule le nombre de spires que l'on pourra y loger (le diamètre du fil étant déterminé d'après l'intensité du courant anodique), en faisant intervenir le coefficient de remplissage F_c de 0,15 à 0,25.

Par exemple, en choisissant la tôle n° 7, la surface de la fenêtre sera de $54 \times 16,5 = 890 \text{ mm}^2 = 8,9 \text{ cm}^2$, donc $4,45 \text{ cm}^2$ pour le primaire. En appliquant le coefficient $F_c = 0,25$, nous avons $1,11 \text{ cm}^2$ pour le fil, que nous choisirons de 14/100. Nous pourrions donc y loger (voir le tableau plus haut) : $3130 \times 1,11 = 3500$ spires.

Calculer alors le rapport

$$A = \frac{I_a n_1}{l}$$

dans lequel la signification de tous les facteurs est la même que dans la formule donnant l'épaisseur de l'entrefer. Par exemple, pour les tôles n° 7, $l = 18,3 \text{ cm}$. Si nous prenons une lampe finale 6AQ5 ($I_a = 0,045 \text{ A}$), le rapport A devient

$$A = \frac{0,045 \cdot 3500}{18,3} = \frac{158}{18,3} = 8,65$$

D'après la valeur A trouvée, chercher la valeur du coefficient B dans le tableau ci-dessous :

A	2,5	5	7,5	10	12,5	15	17,5	20	22,5	25	27,5	30
B	350	280	250	240	220	205	195	190	180	170	160	150

Calculer alors la valeur du coefficient de self-induction primaire par la formule donnée plus haut et en admettant le coefficient de charge $\alpha = 0,14$ (ce coefficient est, en réalité, égal au rapport R_a/R_1). Comme la résistance interne R_1 d'une 6AQ5 est de 50 000 ohms, nous avons

$$L_1 = \frac{50\,000 \cdot 0,14}{400 (1 + 0,14)} = \frac{7000}{456} = 15 \text{ henrys}.$$

Calculons également la valeur de l'entrefer e nécessaire :

$$2e = \frac{183 + 158}{10\,000} = 0,034 \text{ cm} = 0,34 \text{ mm}.$$

Nous prendrons donc, pour constituer cet entrefer, du papier de 0,17 mm d'épaisseur environ, ce qui correspond à l'épaisseur d'une feuille de papier « craft » assez fort.

Les différentes valeurs calculées nous permettent alors de déterminer la section Q du noyau par la formule

$$Q = \frac{8 \cdot 10^7 \cdot L_1 (l + 2 e \cdot B)}{B \cdot n_1^2}$$

Dans notre cas nous prendrons, approximativement, $B = 250$. Nous arrivons, en effectuant le calcul, à une section de $10,5 \text{ cm}^2$, ce qui peut paraître énorme et demande quelques explications.

Tout d'abord, nous avons, intentionnellement, choisi et calculé une self L_1 nettement supérieure à celle que l'on adopte lorsqu'il s'agit de transformateurs ordinaires. Généralement, L_1 est de l'ordre de 10 henrys et même moins. Nous verrons que, dans ces conditions, la section Q se trouve déjà réduite à quelque 7 cm^2 .

De plus, la valeur du coefficient B dépend de la qualité magnétique des tôles employées, et les chiffres que nous avons donnés correspondent à des tôles de qualité ordinaire. Avec des tôles meilleures, B devient plus grand et la section diminue encore.

Lorsqu'il s'agit de transformateurs de sortie pour push-pull, dans lesquels la composante continue du courant anodique n'a pratiquement aucune influence, le calcul se fait suivant les indications données plus haut pour un transformateur sans entrefer.

Cependant, pour le calcul de la self primaire L_1 on emploie l'expression $2R_1$, R_1 représentant la résistance interne de chaque lampe du push-pull.

Voici, à titre d'exemple, le calcul d'un transformateur de sortie pour un push-pull de 2 tubes EL41 ($R_1 = 40\,000 \text{ ohms}$, $I_a = 36 \text{ mA}$ par tube). Par ailleurs, pour une EL41, $\alpha = 0,18$ environ.

Nous avons donc

$$L_1 = \frac{80\,000 \cdot 0,18}{400 \cdot 1,18} = 30,5 \text{ henrys}.$$

La puissance délivrée par deux EL41 en push-pull classe A est de 9 watts environ, ce qui nous permet de calculer la section du noyau

$$Q = 6 \sqrt{\frac{9}{30,5}} = \frac{18}{5,5} = 3,3 \text{ cm}^2.$$

En fait, et pour ne pas avoir à mettre trop de spires, on augmente délibérément cette section, en la portant, par exemple, à 5 cm^2 .

En adoptant le même type de tôles que précédemment (n° 7), pour lesquelles $b = 21 \text{ mm}$ (fig. 77), l'épaisseur a du paquet devra être :

$$a = \frac{5}{0,9 \cdot 2,1} = 2,65 \text{ cm} = 26,5 \text{ mm}.$$

Calculons maintenant le nombre de spires n_1 au primaire, en nous rappelant que, pour les tôles n° 7, $l = 18,3$ cm.

$$n_1 = 426 \sqrt{\frac{30,5 \cdot 18,3}{5}} = 4500 \text{ spires.}$$

Pour déterminer le diamètre du fil primaire d_1 , nous pouvons consulter les tables de l'intensité maximum admissible, en tenant compte du fait que chaque moitié du primaire n'est traversée que par le courant anodique d'une seule lampe, et que l'on admet généralement une densité de 2,5 à 3 A/mm².

A signaler à ce propos que la formule donnée plus haut pour le calcul de d_1 correspond à une densité de l'ordre de 2 A/mm² et donne, par conséquent, un résultat un peu « fort ».

Il peut arriver, étant donné le diamètre du fil que nous trouverons et le nombre de spires que nous avons à loger, que la surface de la « fenêtre » se révèle trop faible. Il faut alors augmenter un peu la section du noyau Q et refaire le calcul.

En reprenant le cas ci-dessus et en admettant une densité de courant de 2,5 A/mm² nous trouvons, pour le diamètre d_1 du fil primaire

$$d_1 = 0,7 \sqrt{0,036} = 0,133$$

soit 13/100 en chiffre rond. En consultant le tableau des fils, nous voyons qu'il ne nous est pas possible de loger 4500 spires en 13/100 dans les quelques 1,11 cm² dont nous disposons pour le primaire.

En première approximation, il faudra augmenter la section du noyau à 6 cm², ce qui fera tomber le nombre de spires à un peu moins de 4000.

Le nombre de spires secondaires est déterminé en fonction du rapport de transformation n , lui-même conditionné par la charge optimum de l'étage final et l'impédance Z_2 de la bobine mobile employée. Normalement, l'impédance de charge R_a d'un étage push-pull avec deux penthodes est de 10 000 ohms. Nous supposons, par ailleurs, que l'impédance de la bobine mobile utilisée est de 2,5 ohms.

Nous avons alors :

$$n = 1,1 \sqrt{\frac{2,5}{10\,000}} = \frac{1}{57}.$$

Nous devons donc avoir au secondaire

$$n_2 = \frac{n_1}{57} \text{ spires,}$$

soit environ 70 spires si $n_1 = 4000$. Le diamètre du fil secondaire sera

$$d_2 = \frac{0,13}{\sqrt{\frac{1}{57}}} = 0,13 \cdot 7,5 = 1 \text{ mm environ.}$$

Le tableau ci-après nous fournit les caractéristiques de quelques lampes courantes en push-pull classe A et AB.

Lampe	E_a (volts)	E_{g1} (volts)	E_{g2} (volts)	P (watts)	α	R_i (ohms)	R_a (ohms)	I_a (mA)
6F6	315	-22	315	13	0,06	75 000	7 000	42
6L6	250	-16	250	14	0,11	22 500	5 000	70
	400	-20	250	24	0,2	22 500	8 500	55
	400	-25	300	32	0,15	22 500	6 600	65
6V6-6AQ5	250	-15	250	10	0,1	50 000	10 000	40
	285	-19	285	14	0,08	50 000	8 000	46
ECC40	250	-6		0,52	1,35	11 000	30 000	5,5
ECL80	170	-6,3	170	2	0,08	150 000	15 000	15
	200	-7,7	200	2,8	0,08	150 000	15 000	17,5
ECL82-PCL82 et UCL82	100	-6,3	100	2,4	0,16	15 000	5 000	25,5
	170	-13	170	7,2	0,15	16 000	5 000	35
	200	-22	200	8,5	0,12	20 000	5 000	37
EL3N-EL41	250	-6,5	250	9,4	0,18	40 000	7 000	39
EL42	200	-17	200	4	0,09	90 000	16 000	16
	250	-22,5	250	6,5	0,09	90 000	16 000	20
EL84	250	-11,6	250	11	0,1	40 000	8 000	34
	300	-14,7	300	17	0,1	40 000	8 000	41
UL84	100	-10	100	3,6	0,075	23 000	3 500	30
	170	-17,5	170	13	0,075	23 000	3 500	57

Dans ce tableau E_a et E_{g2} désignent respectivement la tension plaque et écran de chaque lampe, tandis que E_{g1} indique la polarisation négative de la grille de commande, qui peut être obtenue de la façon que l'on jugera la meilleure.

La puissance P du tableau se rapporte aux deux lampes, mais la résistance interne R_i est celle d'une seule lampe du push-pull. Enfin, l'impédance de charge R_a est celle « plaque à plaque », tandis que le courant anodique I_a dont la valeur permet de calculer le diamètre du fil primaire, est celui d'une seule lampe.

6. — Inductances à fer

Les inductances à noyau magnétique réalisé avec des tôles du même type que celles des transformateurs sont caractérisées par un coefficient de self-induction élevé, et sont utilisées pour le filtrage de la tension redressée, comme éléments de charge dans les circuits anodiques des amplificateurs et comme éléments de liaison dans les circuits correcteurs de tonalité et de contre-réaction.

Lorsqu'il s'agit d'inductances de filtrage, parcourues par un courant continu plus ou moins intense, on prévoit un entrefer tout comme nous l'avons fait dans les transformateurs, afin d'éviter la saturation qui provoque une diminution de self-induction.

Le coefficient de self-induction des inductances de filtrage se situe généralement, pour les circuits de haute tension du moins, entre 5 et 25 henrys.

Pour un calcul rapide des caractéristiques d'une inductance de filtrage, on se fixe d'avance le coefficient de self-induction L et le courant continu I_0 traversant l'inductance.

La section du noyau sera alors donnée par la relation :

$$Q = 12 \cdot I_0 \sqrt{L},$$

dans laquelle Q est exprimée en *centimètres carrés* ; I_0 , en *ampères* et L en *henrys*.

Le nombre de spires nous sera donné par la formule

$$n = 1200 \sqrt{L}.$$

Comme nous l'avons fait pour les transformateurs, nous allons choisir un type de tôles et voir rapidement si le nombre de spires n calculé, compte tenu du diamètre du fil adopté, peut se loger dans la « fenêtre » dont nous disposons. Le coefficient de remplissage F_c peut être, pour les inductances, nettement plus élevé que pour les transformateurs : 0,45 à 0,5.

Enfin, l'entrefer $2e$ sera donné, en *millimètres*, par la relation suivante :

$$2e = \frac{n \cdot I_0}{8 \cdot 10^5},$$

donnant un ordre de grandeur de l'entrefer largement suffisant dans la pratique. Cependant, on y exprimera le courant I_0 en *milliampères*.

Soit, par exemple, à réaliser une inductance de 16 henrys, prévue pour être traversée par un courant de 75 mA (0,075 A). La section du noyau devra être

$$Q = 12 \cdot 0,075 \sqrt{16} = 3,6 \text{ cm}^2,$$

et le nombre de spires

$$n = 1200 \sqrt{16} = 4800 \text{ spires}.$$

En admettant une densité de courant de 3 A/mm², nous devons employer du fil émaillé de

$$d = 0,6 \sqrt{0,075} = 0,165 \text{ mm},$$

soit 16/100 en chiffre rond.

En admettant un coefficient de remplissage de 0,5 et en consultant le tableau, nous voyons que nous pouvons loger 1250 spires par cm² de la surface de la fenêtre. Pour 4800 spires nous devons donc disposer de 4 cm² très sensiblement. Nous constatons qu'il est possible de prendre soit les tôles n° 2, soit n° 3.

Enfin, l'entrefer $2e$ sera, dans notre cas

$$2e = \frac{4800 \cdot 75}{8 \cdot 10^5} = 0,45 \text{ mm}.$$

On emploiera donc une feuille de carton mince de 0,2 mm d'épaisseur environ.

7. — Haut-parleurs

Les haut-parleurs sont des transformateurs électro-acoustiques, transformant l'énergie électrique en énergie acoustique. Suivant leur principe on peut diviser les haut-parleurs en trois catégories :

- a. — Haut-parleurs électromagnétiques ;
- b. — Haut-parleurs électrodynamiques ;
- c. — Haut-parleurs piézoélectriques.

Ces différents haut-parleurs peuvent être définis par les caractéristiques suivantes :

PUISSANCE NOMINALE

On la définit comme puissance appliquée à un haut-parleur et que ce dernier supporte, en service continu, sans échauffement et sans déformations mécaniques, le coefficient des distorsions non linéaires restant inférieur à 10 %. Le rendement d'un haut-parleur est toujours très faible, de l'ordre de 5 %.

La puissance s'exprime en voltampères, millivoltampères, watts ou milliwatts.

SENSIBILITÉ

La sensibilité d'un haut-parleur peut être définie par le rapport de la pression acoustique, existant suivant l'axe du haut-parleur et à 1 m de distance, à la tension appliquée à ce haut-parleur. La sensibilité s'exprime alors en baryes /volt.

BANDE DE FRÉQUENCES TRANSMISES

Cette caractéristique définit la façon dont un haut-parleur transmet les différentes fréquences acoustiques qui lui sont appliquées sous forme d'oscillations électriques.

COEFFICIENT DES DISTORSIONS NON LINÉAIRES

Ce coefficient est mesuré à puissance normale et aux différentes fréquences.

DIRECTIVITÉ

Cette caractéristique est représentée par un diagramme traduisant la distribution de la pression acoustique dans l'espace environnant. L'étude et la connaissance de la directivité sont surtout intéressantes lorsqu'il s'agit de haut-parleurs puissants destinés aux installations en plein air ou dans de très grandes salles.

HAUT-PARLEURS ÉLECTROMAGNÉTIQUES

Le croquis de la figure 79 montre le principe d'un tel haut-parleur, constitué par un électro-aimant et une armature mobile, à laquelle est fixée, d'une façon rigide, une membrane. L'enroulement de l'électro-aimant est parcouru par le courant B.F. dont nous pouvons disposer à la sortie du récepteur, ce qui provoque des déplacements correspondants de l'armature mobile, transmises à la membrane.

Les haut-parleurs électromagnétiques ne sont pratiquement plus utilisés de nos jours, sauf dans certains appareils spéciaux et récepteurs très bon

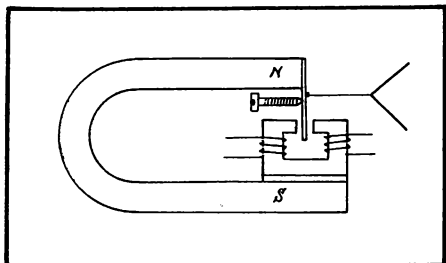


Fig. 79. — (Ci-dessus). Principe d'un haut-parleur électromagnétique.

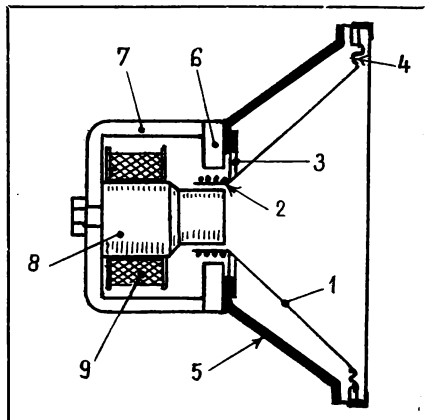


Fig. 80. — (Ci-contre). Principe d'un haut-parleur électrodynamique.

marché. Leur puissance nominale est généralement faible (0,2 à 0,3 watt) et la bande des fréquences correctement transmises, à ± 10 dB, est assez réduite (250 à 3000 périodes environ).

HAUT-PARLEURS ÉLECTRODYNAMIQUES

Ces haut-parleurs, comme le montre le croquis de la figure 80, comportent une petite bobine légère (2), appelée *bobine mobile*, placée dans un champ magnétique intense d'un électro-aimant (haut-parleurs à excitation) ou d'un aimant permanent (haut-parleurs à aimant permanent). Une membrane (1) est solidaire de la bobine mobile. Lorsque cette dernière est parcourue par le courant B.F., il en résulte des déplacements dus à l'action réciproque d'un courant et d'un champ magnétique. La bobine mobile en mouvement entraîne la membrane.

Les haut-parleurs électrodynamiques ou, simplement, « dynamiques » sont réalisés pour des puissances allant de 0,5 watt à 30 watts et cette puissance est en rapport avec le diamètre du haut-parleur. En gros, on peut dresser le tableau approximatif suivant :

Diamètre (cm)	6	8	10	12	17	19	21	24	28	34
Puissance (watts)	0,8	1	1,5	2	3	3,5	4	7	12	25

Les récepteurs normaux, fonctionnant sur secteur, sont généralement équipés de haut-parleurs de 12 à 21 cm de diamètre.

La bande des fréquences correctement transmises par un dynamique est nettement plus étendue que celle des haut-parleurs électromagnétiques, mais dépend du diamètre, les fréquences basses étant d'autant mieux transmises que ce diamètre est plus important.

Par exemple, un 10 cm reproduira les fréquences de 120 à 8000 périodes environ, tandis qu'un 24 cm pourra « descendre » à presque 50 périodes.

Les haut-parleurs électrodynamiques sont également caractérisés par l'impédance de leur bobine mobile, généralement indiquée à 400 ou 800 périodes, impédance qui peut varier d'un constructeur à l'autre et suivant le type du haut-parleur. Cependant, cette impédance est presque toujours comprise entre 2,5 et 4 ohms pour la plupart des haut-parleurs vendus en France.

La courbe de la figure 81 représente la caractéristique en fréquence d'un haut-parleur électrodynamique moyen.

HAUT-PARLEURS PIÉZOÉLECTRIQUES

Ces haut-parleurs utilisent la propriété bien connue du sel de Seignette. Lorsqu'on applique convenablement une tension B.F. à un piézo-élément réalisé avec du sel de Seignette, l'élément en question subit des déformations et des torsions qui sont transmises à une membrane solidaire du cristal.

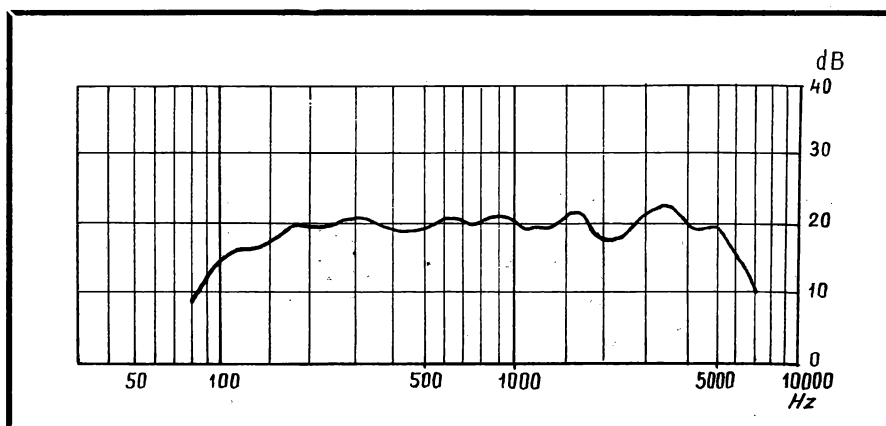


Fig. 81. — Caractéristique en fréquence d'un haut-parleur électrodynamique moyen.

Les qualités acoustiques d'un haut-parleur piézoélectrique se rapprochent de celles d'un « électromagnétique », et la courbe en pointillé de la figure 81 nous montre l'allure des fréquences transmises. Actuellement, les haut-parleurs piézoélectriques sont peu utilisés.

BRANCHEMENT DES HAUT-PARLEURS

Les haut-parleurs électromagnétiques, dont les bobines ont une résistance de l'ordre de 1000 à 2000 ohms se branchent directement en série dans le circuit anodique de la lampe finale, à condition qu'il ne s'agisse pas d'un tube à courant anodique élevé, auquel cas le branchement « parallèle » est recommandé.

Les deux schémas des figures 82 et 83 montrent le branchement d'un haut-parleur électromagnétique : direct (fig. 82) et en parallèle (fig. 83).

Le condensateur de découplage C_1 sera, comme d'habitude, de 2000 à 10 000 pF, tandis que le condensateur de liaison C_2 sera toujours de valeur élevée : 0,5 à 1 μ F.

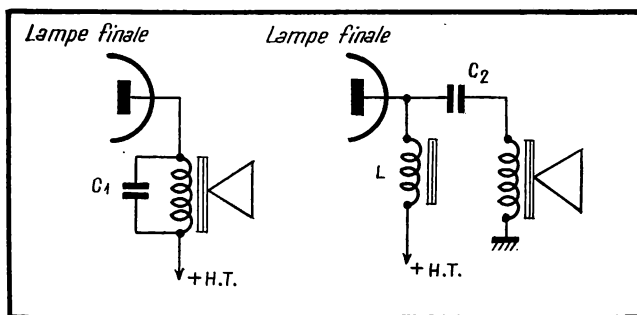


Fig. 82. — Branchement direct d'un haut-parleur électromagnétique.

Fig. 83. — Branchement en parallèle d'un haut-parleur électromagnétique.

Dans le schéma de la figure 83, L représente une inductance de charge anodique pour la lampe finale.

Les haut-parleurs « dynamiques », dont la bobine mobile a toujours une impédance relativement faible, comme nous l'avons dit plus haut, doivent être branchés à travers un transformateur adaptateur d'impédances, dont nous avons déjà vu le calcul.

Le schéma de la figure 84 montre le branchement classique d'un haut-parleur « dynamique », la valeur du condensateur de découplage C_1 étant, suivant la lampe, de 5000 à 20 000 pF.

Lorsqu'on désire brancher un haut-parleur supplémentaire à un récepteur, plusieurs solutions peuvent être envisagées. Tout d'abord, s'il s'agit d'un élec-

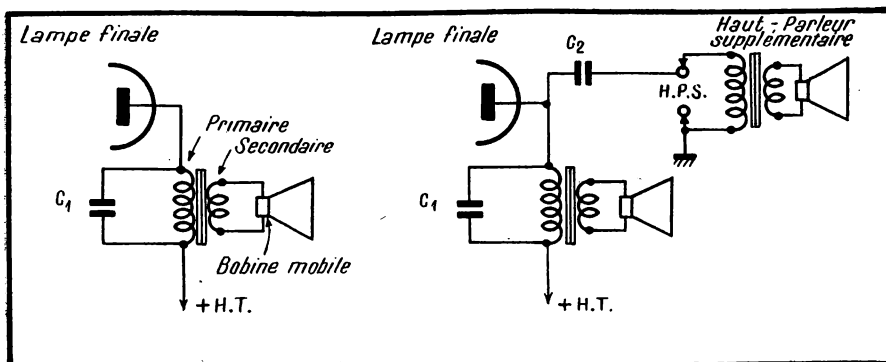


Fig. 84. — Branchement normal d'un haut-parleur électrodynamique.

Fig. 85. — Branchement d'un H.P. dynamique supplémentaire avec un transformateur d'adaptation.

tromagnétique son branchement se fera suivant le schéma de la figure 83, à partir de la plaque de la lampe finale et à travers un condensateur de liaison C_2 .

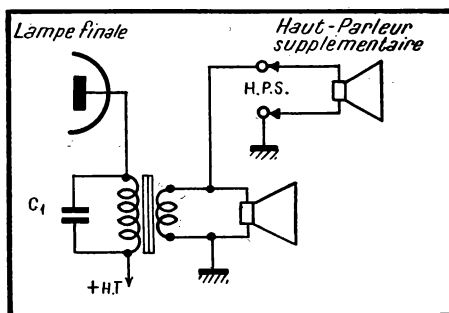
Le même système peut être adopté s'il s'agit d'un haut-parleur supplémentaire « dynamique », mais ce dernier devra être employé avec son transformateur d'adaptation (fig. 85). Le condensateur de liaison C_2 est en général de $0,1 \mu\text{F}$.

L'inconvénient de ce système est que les fils de liaison entre la prise H.P.S. et le haut-parleur supplémentaire lui-même ne peuvent pas être longs : quelques mètres tout au plus.

Pour cette raison on préfère de beaucoup connecter la prise pour haut-parleur supplémentaire au secondaire du transformateur de sortie, suivant le croquis de la figure 86. Le deuxième H.P. n'a pas besoin de transformateur et les fils de liaison entre la prise H.P.S. et le H.P. lui-même peuvent être beaucoup plus longs que dans le cas précédent : 15 à 25 m sans aucun inconvénient, à condition d'employer du fil assez gros, par exemple un « torsadé » de 9/10.

Enfin, pour ne pas modifier trop la charge secondaire du transformateur de sortie, il est recommandé de choisir un H.P. supplémentaire dont la bobine mobile a une impédance supérieure à celle du haut-parleur principal.

Fig. 86. — Prise pour haut-parleur supplémentaire placée au secondaire du transformateur de sortie.



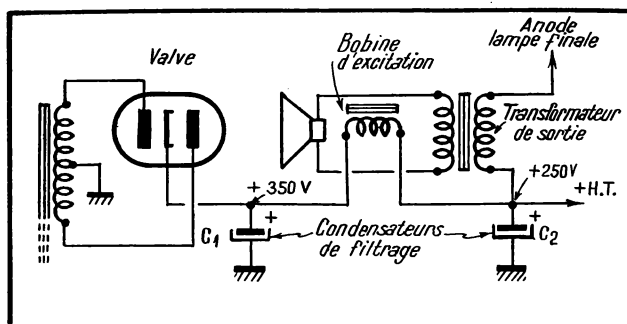


Fig. 87. — Branchement d'un H.P. dont la bobine d'excitation se place en tant qu'inductance de filtrage.

Les haut-parleurs « dynamiques » sont, avons-nous dit, soit à excitation, soit à aimant permanent. De nos jours la préférence des constructeurs va, incontestablement, aux « aimant-permanent » et cela s'explique par plusieurs raisons.

Tout d'abord, un H.P. à excitation exige une dépense d'énergie supplémentaire de 6 à 8 watts et, ce qui est plus grave, une haute tension redressée supérieure de 100 volts environ à celle dont nous avons besoin. Donc, secondaire haute tension du transformateur d'alimentation plus important, c'est-à-dire plus cher.

Ensuite, la liaison d'un H.P. à excitation ne peut se faire que par trois fils au moins, ce qui constitue encore une complication.

La résistance de la bobine d'excitation d'un H.P. dépend du courant consommé par les circuits H.T. du récepteur, et doit être calculée de façon à créer une chute de tension de 100 volts environ. Dans ces conditions cette bobine d'excitation peut être utilisée comme inductance de filtrage et le montage se fait suivant le schéma de la figure 87. Le coefficient de self-induction d'une bobine d'excitation est, généralement, de 15 à 25 henrys, ce qui nous permet de mettre des condensateurs électrochimiques C_1 et C_2 (de filtrage) de valeur relativement faible : 8 μ F.

L'excitation en parallèle, suivant le schéma de la figure 88, n'est pour ainsi dire plus utilisée. Elle ne l'était d'ailleurs que dans les récepteurs « tous-courants », presque exclusivement, la résistance de la bobine d'excitation étant alors de 3000 à 3500 ohms.

Enfin, signalons que les haut-parleurs piézo-électriques se branchent suivant le schéma de la figure 83, c'est-à-dire à l'aide d'un condensateur de liaison C_2 de quelque 1 μ F.

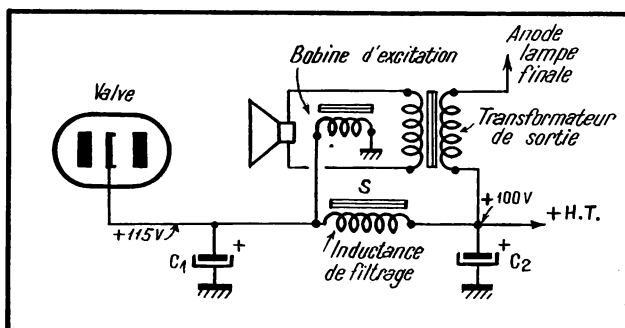


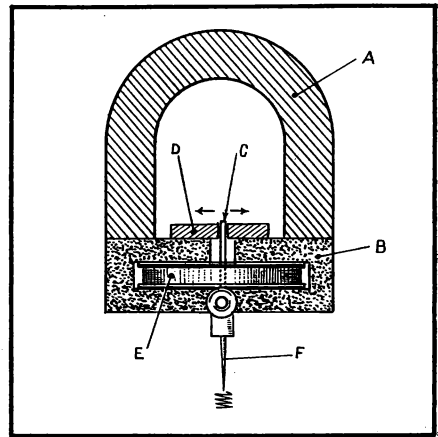
Fig. 88. — Branchement d'un H.P. dont la bobine d'excitation est alimentée en parallèle sur la haute tension.

8. — Pick-ups

Ce que l'on appelle « pick-up » est également un transformateur d'énergie, mais destiné à traduire en variations de courant les déformations mécaniques. Pratiquement, on désigne plus spécialement par ce terme les lecteurs électriques de disques, traduisant en variations de courant les mouvements et les déplacements de l'aiguille. On voit immédiatement qu'un pick-up est, en quelque sorte, l'inverse d'un haut-parleur et on peut prévoir l'existence des mêmes types de pick-up : électromagnétique, dynamique et piézoélectrique.

Dans la pratique on emploie surtout des pick-up électromagnétiques et piézoélectriques.

Fig. 89. — Principe d'un pick-up électromagnétique.



Le principe d'un pick-up électromagnétique est illustré par le croquis de la figure 89. Nous y voyons un aimant permanent A, terminé par des pièces polaires B, dans l'entrefer desquelles peut osciller une palette en fer doux C, solidaire de l'aiguille F. Les mouvements de la palette C sont amortis et freinés par des cales en caoutchouc D. Enfin, une bobine E est disposée dans l'évidement des pièces polaires, de telle façon que les déplacements de la palette aient lieu également à l'intérieur de cette bobine.

Les oscillations de l'aiguille dans le sillon d'un disque sont transmises à la palette qui, par son mouvement, modifie le champ magnétique à l'intérieur de la bobine et fait naître, dans les spires de cette dernière, des courants qui reproduisent fidèlement, en fréquence et en amplitude, les mouvements de l'aiguille.

La tension que peut fournir un pick-up électromagnétique dépend du nombre de spires de la bobine E et l'on distingue à ce point de vue deux types de pick-up :

A haute impédance, comportant une bobine importante à nombre de spires élevé. L'impédance d'un tel pick-up peut varier, suivant le modèle et la provenance, de 3000 à 20 000 ohms, et la tension fournie est généralement de l'ordre de 1 volt.

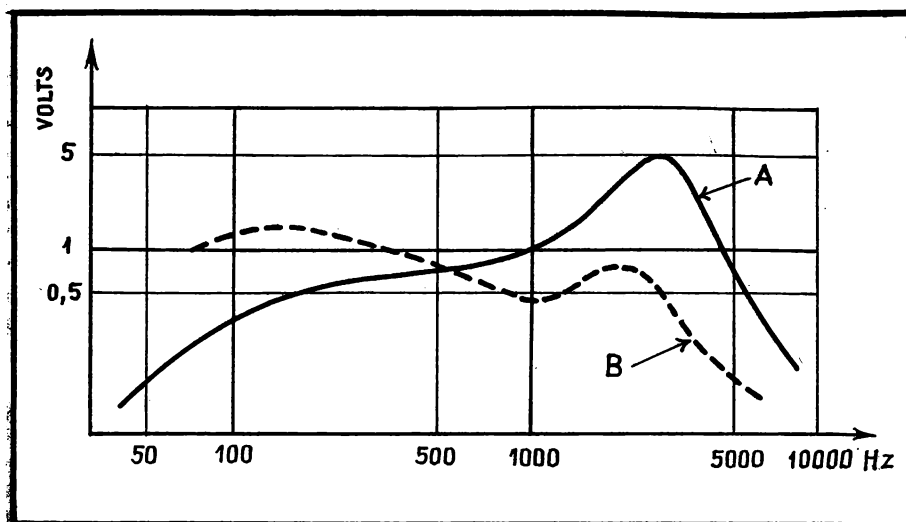


Fig. 90. — Allure de la courbe de réponse d'un pick-up électromagnétique.

A basse impédance, dont la bobine a beaucoup moins de spires (impédance généralement comprise entre 50 et 200 ohms). La tension fournie par un pick-up à basse impédance est évidemment beaucoup plus faible et pour attaquer la grille de la lampe d'entrée d'un amplificateur on a recours, habituellement, à un transformateur élévateur.

Les pick-ups utilisés presque exclusivement dans les tourne-disques et installations ordinaires sont du type à haute impédance, les modèles à basse impédance étant plus spécialement réservés aux installations professionnelles.

La courbe de réponse d'un pick-up varie également d'un modèle à l'autre, mais on s'arrange généralement pour avoir un relèvement assez prononcé des fréquences basses, afin de compenser la compression de ces fréquences à l'enregistrement.

Cependant un pick-up électromagnétique donne le plus souvent une courbe pauvre en fréquences basses, et la figure 90 montre l'allure approximative d'une telle courbe. Il est alors nécessaire d'introduire une correction énergétique, mais il faut remarquer que certains pick-up connus n'ont pas du tout une courbe aussi défavorable et on peut rencontrer des modèles donnant, par exemple, la courbe B de la figure 90.

Lorsqu'une correction s'avère nécessaire, nous pouvons utiliser un circuit analogue à celui de la figure 91, les différentes valeurs pouvant varier suivant le degré de correction à obtenir.

En ce qui concerne le branchement d'un pick-up à un récepteur, il est toujours conseillé de réaliser la coupure de la détection lorsque le pick-up est en circuit, comme le montre le schéma de la figure 92.

Un pick-up piézoélectrique est construit suivant le même principe qu'un haut-parleur du même type, mais ici ce sont les déformations mécaniques du

cristal utilisé qui engendrent les courants dont la fréquence et l'amplitude dépendent, encore une fois, des mouvements de l'aiguille. Cette aiguille est évidemment montée de façon que ses oscillations provoquent les déformations du cristal. Le croquis de la figure 93 donne une idée suffisante sur le principe

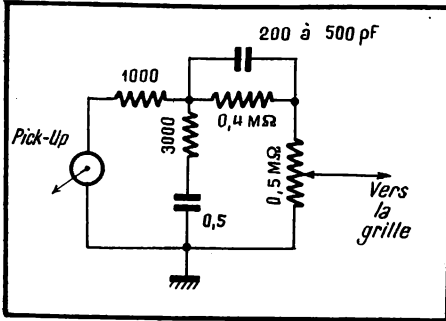
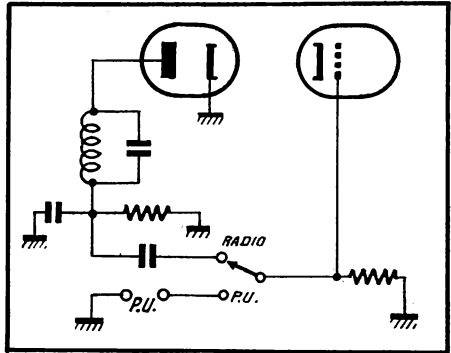


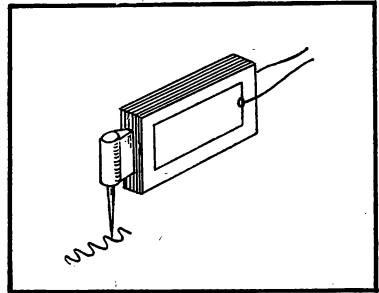
Fig. 91. — Exemple d'un circuit de correction pour pick-up électromagnétique.

Fig. 92. — Commutation à prévoir pour couper la détection lorsque l'on utilise un récepteur en P.U.



de fonctionnement d'un pick-up piézoélectrique, les détails de fixation de l'aiguille, ainsi que la forme de la « tête » variant évidemment d'une marque à l'autre.

Fig. 93. — Principe d'un pick-up piézo-électrique.



L'impédance d'un pick-up piézoélectrique est toujours très élevée, et, bien que variant avec la fréquence, se situe généralement entre 80 000 et 100 000 ohms.

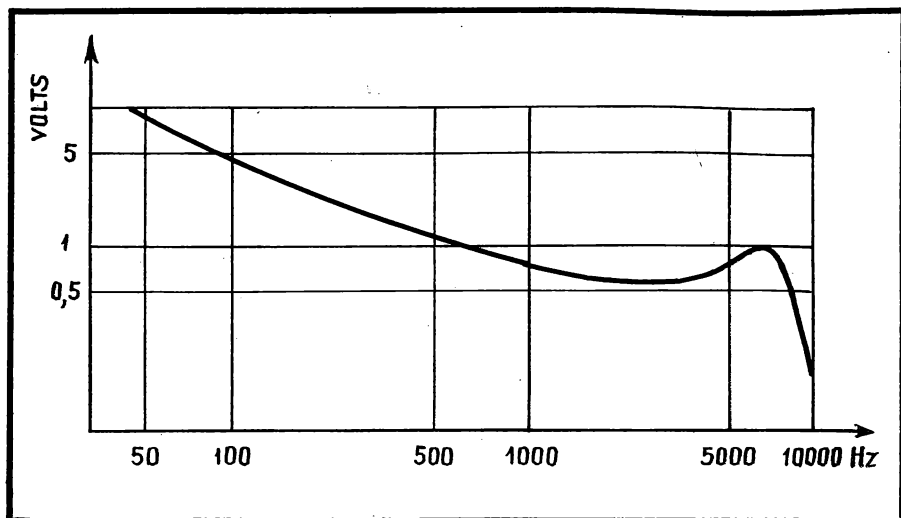


Fig. 94. — Allure de la courbe de réponse d'un pick-up piézoélectrique.

La tension de sortie est du même ordre de grandeur que pour un pick-up électromagnétique (1 à 1,5 volt en moyenne), mais la courbe de réponse, nettement différente, montre une accentuation des fréquences basses (fig. 94).

De plus, comme le fait voir la courbe ci-dessus, même les fréquences élevées sont mieux transmises qu'avec un électromagnétique, ce qui présente cependant un certain inconvénient : le bruit d'aiguille est plus gênant et un filtre est pratiquement indispensable.

Enfin, on fera travailler un pick-up piézoélectrique sur une résistance aussi élevée que possible : 1 à 2 M Ω . Comme la plupart du temps le potentiomètre de puissance d'un récepteur n'est que de 500 000 ohms, il est recom-

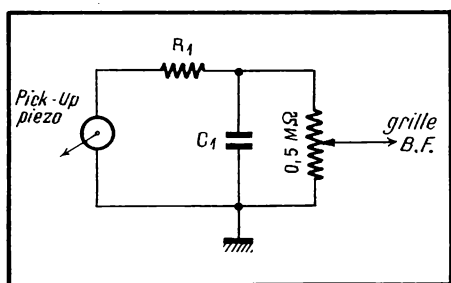


Fig. 95. — Circuit de correction élémentaire pour le branchement d'un pick-up piézoélectrique.

mandé de brancher une résistance en série (R_1 , fig. 95) et un condensateur C_1 qui atténuera un peu le bruit d'aiguille. On donnera donc à R_1 une valeur comprise entre 500 000 ohms et 1 M Ω et à C_1 , entre 100 et 300 pF, suivant le degré d'atténuation des aiguës à obtenir.

Ajoutons, pour terminer, que les pick-up piézoélectriques sont assez fragiles et craignent les chocs et l'humidité.

9. — Ecouteurs et casques

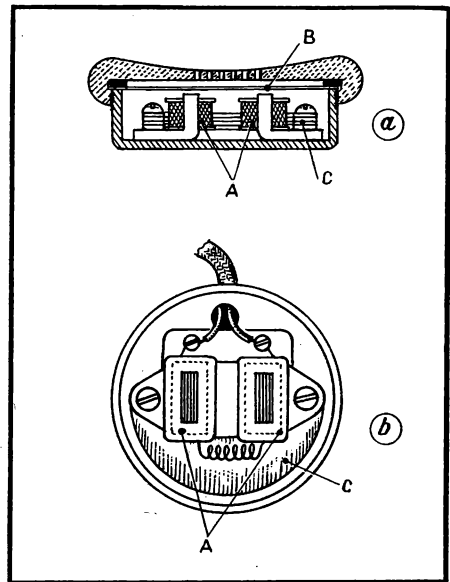
Un écouteur classique est basé exactement sur le même principe qu'un haut-parleur électromagnétique et les croquis de la figure 96 nous en montrent les détails. Les deux pôles d'un aimant permanent C supportent les bobines A montées en série. Une membrane métallique mince B vibre lorsque les deux bobines sont traversées par un courant B.F.

Un tel reproducteur n'a aucune prétention à la fidélité, et la bande de fréquences qu'il transmet à peu près correctement ne s'étend que de 200 à 2500 périodes environ pour un écouteur ordinaire dit « téléphonique ».

La résistance ohmique d'un écouteur est généralement de 500 ou de 2000 ohms, son impédance, à 100 périodes, étant de l'ordre de 10 000 ohms.

Lorsque deux écouteurs sont montés en « casque », on les connecte le plus souvent en série.

Fig. 96. — Constitution d'un écouteur électromagnétique.



Un écouteur (ou un casque) se branche généralement en série dans le circuit anodique de la lampe finale, à condition que l'intensité anodique de cette dernière ne soit pas trop élevée. Il ne faut pas oublier en effet que le fil des bobines A est très fin, de quelques centièmes en général, et que l'intensité maximum qu'il peut supporter sans échauffement excessif est de l'ordre de 15 à 20 mA.

Par conséquent, lorsque la lampe finale alimentant le casque est à faible intensité anodique, le branchement se fera suivant la figure 82, tandis que s'il s'agit d'une lampe finale de puissance on adoptera, de préférence, le schéma de la figure 83. Dans les deux cas, le condensateur C_1 aura une valeur normale : 2000 à 5000 pF, tandis que C_2 pourra être de 0,1 μ F.

Parfois on branche le casque avant la lampe finale, lorsqu'il s'agit d'un récepteur possédant une préamplificatrice B.F. Le schéma est alors celui de la figure 97 et on peut prévoir une commutation quelconque permettant de couper l'étage final au moment où le casque est en circuit.

Mais le moyen particulièrement commode de brancher un casque consiste à le connecter aux bornes du secondaire du transformateur de sortie ou, ce qui revient au même, aux bornes de la bobine mobile. En somme, cela consiste à brancher le casque comme le haut-parleur supplémentaire de la figure 86.

Il existe également des écouteurs et des casques piézoélectriques, conçus suivant le même principe que les haut-parleurs du même nom. Le rendement

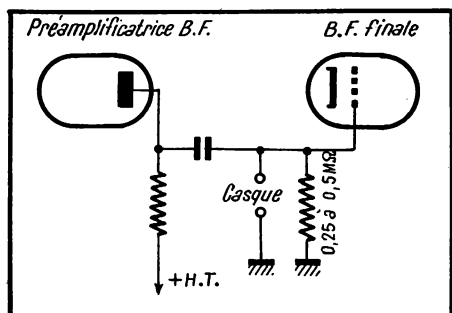


Fig. 97. — Branchement d'un casque avant la lampe finale.

en fréquence des écouteurs à cristal est comparable à celui des écouteurs électromagnétiques, avec cependant moins de basses et un peu plus d'aiguës.

Au point de vue électrique un écouteur à cristal est une capacité dont l'ordre de grandeur est de 2000 pF, et son impédance, à 1000 périodes, est de 60 000 à 80 000 ohms environ.

On conçoit alors qu'un tel écouteur ne peut être branché dans le circuit anodique d'une lampe que shunté par une résistance dont on déterminera la valeur optimum par tâtonnements, entre 50 000 et 500 000 ohms environ.

Signalons enfin qu'un écouteur piézoélectrique peut être utilisé comme microphone. On le branche alors en parallèle sur la résistance de grille de la lampe d'entrée. Un tel microphone est très sensible, mais ne convient guère qu'à la transmission de la parole.

CHAPITRE V

TUBES RADIO

La nécessité de connaître avec précision les conditions exactes de fonctionnement d'un tube dans telle ou telle circonstance pose tous les jours des problèmes variés à tout technicien.

En effet, les recueils de caractéristiques dont chacun dispose ne peuvent pas répondre à toutes ces questions, car le plus souvent on n'y mentionne qu'un seul cas d'utilisation qui, comme par hasard, n'a rien à voir avec ce que nous voulons faire.

Restent les courbes, que nous pouvons trouver un peu partout, mais dont peu de techniciens savent tirer toutes les indications nécessaires.

Mais auparavant il est nécessaire de préciser brièvement les notions, souvent oubliées, sur la signification des caractéristiques d'un tube.

I. — Caractéristiques d'un tube radio

Un tube radio (à l'exclusion des tubes redresseurs et diodes) est défini par les trois paramètres suivants :

- μ — Coefficient d'amplification (nombre abstrait) ;
- S — Pente (exprimée le plus souvent en mA/V) ;
- R_i — Résistance interne (exprimée en ohms).

Dans certains ouvrages étrangers (surtout allemands) on trouve un quatrième paramètre G — Qualité (exprimée en mW/V²).

Tous les paramètres ci-dessus ne sont définis que pour les portions de la caractéristique que l'on peut assimiler à des droites et il existe entre les trois premiers, la relation fondamentale suivante :

$$\mu = S \cdot R_i ,$$

ou la pente S est exprimée en *ampère par volt* et R_i en *ohms*.

Bien entendu, cette relation peut se mettre également sous les deux formes suivantes :

$$R_i = \frac{\mu}{S} \quad \text{et} \quad S = \frac{\mu}{R_i}.$$

Dans les trois relations ci-dessus on peut, pour simplifier les calculs, exprimer R_i en milliers d'ohms et S en mA/V.

Le coefficient d'amplification μ définit l'action comparée sur le courant anodique de 1 volt de variation de la tension de grille et de 1 volt de variation de la tension d'anode.

Autrement dit, il faut une variation μ fois plus forte de la tension d'anode pour provoquer la même variation du courant anodique que celle qui est produite par une certaine variation de la tension de grille.

Cela s'écrit

$$\mu = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g},$$

en désignant par ΔU_a l'accroissement de la tension d'anode, et par ΔU_g l'accroissement de la tension de grille provoquant une même variation du courant anodique.

La pente S définit la façon dont le courant anodique d'un tube réagit à la modification du potentiel de la grille de commande, c'est-à-dire de la polarisation, la tension anodique U_a étant constante.

L'expression de la pente s'écrit

$$S = \frac{\Delta I_a}{\Delta U_g},$$

où ΔI_a désigne la variation du courant anodique en *milliampères* et ΔU_g celle de la tension de grille en *volts*.

Pratiquement, la pente S montre de combien de milliampères varie le courant anodique lorsque la tension de grille (polarisation) varie de 1 volt.

Dans certains ouvrages, surtout d'origine américaine, la pente est exprimée en *micromhos* (μmhos). Il suffit de se rappeler que $1 \text{ mA/V} = 1000 \text{ micromhos}$.

La résistance interne R_i définit la façon dont le courant anodique d'un tube réagit à la modification de la tension d'anode, la tension de grille restant constante.

L'expression de la résistance interne sera donc

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a},$$

où ΔU_a désigne une certaine variation de la tension d'anode et ΔI_a la variation correspondante du courant anodique.

Il ne faut surtout pas confondre la résistance interne R_i d'un tube avec la résistance en quelque sorte ohmique de ce même tube, obtenue en faisant le quotient de la tension d'anode par le courant anodique correspondant. Cette dernière résistance varie suivant la polarisation, tandis que la résistance interne R_i reste pratiquement constante pour toute la portion rectiligne de la caractéristique.

La *qualité* G (du mot allemand « Güte » = excellence) est un paramètre dérivé, égal au produit $\mu \cdot S$, et qui nous donne une idée assez exacte sur les propriétés amplificatrices d'un tube. On prouve, en effet, que le gain maximum que l'on peut obtenir d'une lampe, lorsqu'on utilise au mieux toutes ses caractéristiques, est proportionnel à $\sqrt{G}$.

Bien entendu, pour obtenir G en mW/V^2 on exprime S en milliampères par volt.

Le plus souvent, les recueils de caractéristiques nous donnent, en dehors des chiffres relatifs à l'alimentation (tension et courant de chauffage, tension et courant anodique et d'écran), les indications suivantes : résistance de charge optimum ; puissance de sortie ; puissance dissipée maximum ; quelquefois, capacité grille-anode.

La *résistance de charge* R_a est surtout utile à connaître lorsqu'il s'agit d'une lampe amplificatrice de puissance, auquel cas on dit plutôt « impédance de charge ». On désigne par ce terme la charge qui permet d'obtenir, avec distorsion ne dépassant pas un certain taux, la puissance de sortie maximum.

Comme nous l'avons indiqué plus haut, il existe une certaine relation entre la charge optimum R_a et la résistance interne R_i :

$$R_a = R_i \cdot \alpha ,$$

où α est un coefficient dont l'ordre de grandeur est de 2 à 3 pour les triodes, et de 0,15 à 0,08 pour les pentodes et les tétrodes de puissance.

La *puissance de sortie* P_s indique, en watts, la puissance que peut nous fournir le tube donné, le taux de distorsion ne dépassant pas une certaine limite. Cette puissance peut être, suivant le cas, déterminée par l'une des formules approximatives suivantes :

$$P_s = \frac{U_a^2}{20 R_i} ; \quad P_s = \frac{I_{ma}^2 \cdot R_a}{2} ; \quad P_s = \frac{\mu \cdot S \cdot U_{mg}^2}{8} ;$$

dans lesquelles :

U_a est la tension continue appliquée à l'anode (en volts) ;

R_i est la résistance interne du tube (en ohms) ;

I_{ma} est l'amplitude de la composante alternative du courant anodique (en ampères), que l'on trouve d'après les courbes ;

S est la pente (en milliampères par volt) ;

U_{mg} est l'amplitude de la tension alternative appliquée à la grille.

À la rigueur, et pour les calculs rapides, on peut prendre U_{mg} = polarisation normale de la lampe.

La première formule n'est applicable qu'aux triodes de puissance et dans le cas particulier où $R_a = 2R_i$. Lorsque R_a est plus élevée, on trouve une puissance de sortie légèrement supérieure à celle que l'on obtient en réalité.

La deuxième formule peut être utilisée pour les triodes, les tétrodes et les penthodes. Si on veut se contenter d'un ordre de grandeur, on admettra que $I_{ma} = I_a$, I_a étant le courant anodique normal du tube considéré. Encore une fois, le résultat obtenu est supérieur à la réalité.

La troisième formule, dans la forme où elle est donnée, n'est applicable qu'aux triodes de puissance, et donne, encore une fois, la puissance supérieure à la puissance maximum réelle. On obtient un résultat très proche de la réalité en multipliant la puissance ainsi calculée par le rapport $2R_i/R_a$.

La troisième formule peut être également appliquée aux tétrodes et penthodes de puissance, à condition de diviser par 5 le résultat obtenu. On trouve ainsi un chiffre très voisin de la réalité pour tous les cas classiques d'utilisation.

Bien entendu, dans tous les cas la puissance P_s est exprimée en watts.

C'est à l'aide de la troisième formule également que nous pouvons calculer la tension qu'il est nécessaire d'appliquer à la grille de la lampe finale donnée pour obtenir une puissance de sortie standard de 50 mW. La formule modifiée s'écrit

$$U_{mg} = 2 \sqrt{\frac{1}{10 \mu S}}$$

où U_{mg} représente la tension appliquée à la grille. Le coefficient 2 est introduit pour tenir compte de la courbure de la caractéristique vers les tensions de grille faibles. Par ailleurs, cette formule, purement empirique, n'est valable que pour les tétrodes et les penthodes, mais donne des résultats très proches de la réalité.

Signalons enfin que dans tous les calculs où l'on fait intervenir la troisième formule, il est très commode de remplacer le produit $\mu \cdot S$ par $R_i \cdot S^2$, ce qui revient au même. La valeur de μ est, en effet, rarement indiquée par les recueils de caractéristiques, pour les lampes de puissance du moins.

La *puissance dissipée maximum* est presque toujours indiquée par le constructeur du tube et s'exprime par le produit de la tension appliquée à l'anode (U_a) par le courant anodique de repos normal (I_a). Cette puissance, exprimée bien entendu en watts, représente le chiffre à ne pas dépasser, sous peine d'échauffement excessif et de mise hors d'usage plus ou moins rapide du tube.

Dans tous les cas la puissance de sortie P_s , calculée précédemment, doit rester inférieure à la puissance dissipée maximum, $P_{a \max}$, quel que soit le mode de fonctionnement. Nous devons donc avoir toujours

$$P_s \leq I_a \cdot U_a .$$

Lorsqu'il s'agit d'amplificateurs fonctionnant en classe A, la puissance de sortie P_s est tout au plus égale à $0,5 P_{a \text{ max}}$.

2. — Courbes et leur signification

Les chiffres fournis par les recueils de caractéristiques se rapportent généralement à un cas particulier d'utilisation, avons-nous dit plus haut. L'extrapolation « à vue de nez » étant hasardeuse sinon impossible, force nous est de recourir aux courbes qui, elles, peuvent nous renseigner sur la valeur que prend n'importe quel paramètre d'un tube lorsque les autres varient.

Nous pouvons donc disposer de plusieurs courbes :

a. — Variation de l'intensité anodique en fonction de la tension de grille (polarisation), la tension d'anode restant constante.

b. — Variation de l'intensité anodique en fonction de la tension d'anode, la tension de grille (polarisation) restant constante.

c. — Variation de la pente S en fonction de la tension de grille (polarisation), la tension d'anode, et celle d'écran s'il s'agit d'une penthode, restant constantes.

d. — Variation de la pente S en fonction du courant anodique (pour les triodes surtout).

e. — Variation de la résistance interne R_i en fonction du courant anodique.

f. — Variation de la résistance interne en fonction de la tension de grille (polarisation).

g. — Variation du courant d'écran en fonction de la polarisation, la tension d'anode restant constante.

h. — Variation du courant d'écran en fonction de la tension d'écran, la polarisation restant constante.

i. — Variation de puissance de sortie P_s en fonction de la charge anodique R_a (pour les lampes de puissance finales).

Nous allons passer en revue ces différentes courbes, montrer la façon dont elles sont conçues, la manière de les utiliser et quelques procédés simples permettant de passer de l'une à l'autre.

COURBES « TENSION GRILLE/COURANT PLAQUE » (TRIODES)

Lorsqu'il s'agit d'une triode, nous savons que son courant anodique dépend de la polarisation appliquée à la grille (U_g) et aussi, dans une large mesure, de la tension appliquée à l'anode (U_a). Pour cette raison, et afin de donner un tableau complet de comportement d'une triode donnée, on donne le plus souvent plusieurs courbes, tracées chacune pour une tension d'anode déterminée.

La figure 98 nous montre ce que l'on appelle un « réseau » de courbes U_g/I_a d'une triode EBC3. Nous voyons, par exemple, qu'avec 250 volts à l'anode et une polarisation de -6 volts, le courant anodique de la lampe sera de 4 mA très sensiblement (point P_1).

Un réseau de courbes comme celui de la figure 98 nous permet de retrouver très rapidement tous les paramètres (μ , S et R_1) d'un tube.

Pour le coefficient d'amplification μ il suffit de se reporter à la définition donnée plus haut : il suffit de choisir une certaine variation ΔU_a de la tension anodique, noter la variation du courant I_a qu'elle provoque (la polarisation restant constante), chercher la variation ΔU_g de la polarisation qui provoque la même variation de I_a (la tension d'anode restant constante), et de faire le rapport $\Delta U_a / \Delta U_g$.

Cela paraît compliqué, mais en réalité c'est d'une simplicité enfantine. Prenons donc la courbe correspondant à $U_a = 200$ V et une polarisation de -2 volts. Nous voyons que $I_a = 9,8$ mA environ. La polarisation étant toujours à -2 volts, augmentons la tension anodique et passons à la courbe $U_a = 250$ V. Le courant I_a correspondant sera de $14,5$ mA à peu près.

Donc, pour une variation $\Delta U_a = 50$ volts nous avons une variation du courant anodique de $14,5 - 9,8 = 4,7$ mA.

Restons sur la courbe $U_a = 250$ V et voyons de combien nous devons augmenter la polarisation U_g pour ramener le courant anodique à sa valeur primitive, soit $9,8$ mA. Pour cela, traçons une ligne horizontale passant par le point P_2 , qui va rencontrer la courbe $U_a = 250$ V en un certain point P_4 . De ce dernier point nous menons une verticale qui coupera l'axe U_g en un certain point u_1 , correspondant à une polarisation de $-3,6$ volts, très sensiblement.

Donc, il a fallu produire une variation de polarisation $\Delta U_g = 1,6$ volt pour la même variation de I_a . Par conséquent, le coefficient d'amplification μ sera

$$\frac{50}{1,6} = 31.$$

Les notices du constructeur nous indiquent $\mu = 30$.

Nous avons à dessein développé le raisonnement ci-dessus pour mieux faire saisir le fond de la chose, mais en réalité, la recherche graphique du coefficient d'amplification peut être encore simplifiée.

Il suffit de prendre sur une courbe intermédiaire quelconque un point tel que P_2 , tracer une horizontale jusqu'à son intersection P_4 avec la courbe suivante, et de mener deux verticales telles que $P_4 u_1$ et $P_2 u_2$. Nous pouvons nous dire alors qu'une variation de tension anodique $P_2 P_4$ (ici 50 volts) correspond à une variation $u_1 u_2$ de la tension de grille. Le coefficient d'amplification est donc

$$\mu = \frac{P_2 P_4 \text{ (en volts plaque)}}{u_1 u_2 \text{ (en volts grille)}}.$$

La même construction que ci-dessus nous servira pour trouver la pente S du tube qui est, par définition, la variation du courant I_a en milliampères pour une variation de 1 volt de la tension U_g .

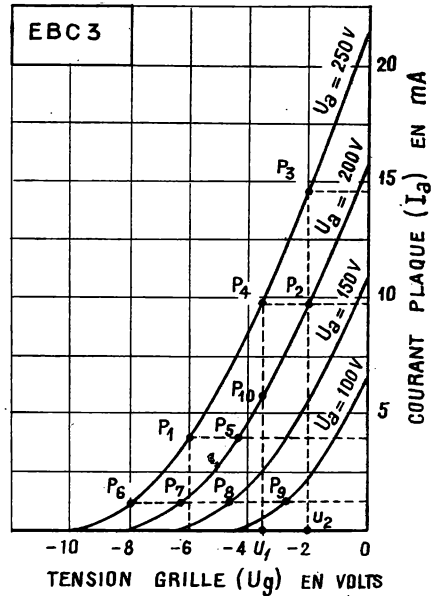
En prenant la courbe $U_a = 250$ volts, nous voyons que le courant anodique varie de $14,5$ mA (point P_3) à $9,8$ mA (point P_4) lorsque la polarisation varie de -2 volts (u_2) à $-3,6$ volts (u_1). Donc, à une variation de $1,6$ volt de la

tension U_g correspond une variation de 4,7 mA du courant I_a . Une simple règle de trois nous dit alors qu'à 1 volt de variation de U_g correspondront

$$\frac{4,7}{1,6} = 2,94 \text{ mA}$$

de variation du courant I_a et que la pente est, par conséquent, de 2,94 mA/V. Apparemment cela ne correspond pas tout à fait aux spécifications du constructeur qui indique, pour $U_a = 250 \text{ V}$, une pente de 2 mA/V. Cependant, cette

Fig. 98. — Réseau de courbes « Tension grille/Courant plaque » d'une EBC3.



pente moindre est indiquée pour une polarisation de $-5,5$ volts, et nous voyons qu'à cet endroit l'inclinaison de la courbe (c'est-à-dire la pente) est nettement moindre. Si, nous refaisons le même calcul que ci-dessus au voisinage du point correspondant à une polarisation de $-5,5$ volts, nous trouverons, pour la pente une valeur voisine de 2 mA/V.

Il nous reste à trouver la résistance interne R_i qui définit, comme nous l'avons vu, la façon dont le courant anodique I_a réagit à la modification de la tension U_a , la tension de grille U_g restant constante. Comme nous exprimons R_i en ohms, il faut traduire la variation ΔI_a du courant anodique en ampère.

La détermination graphique de la résistance interne R_i est très simple. On trace une verticale correspondant à une polarisation quelconque, par exemple à $U_g = -2$ volts, et on note ses points d'intersection avec deux courbes voisines, soit P_2 et P_3 . On évalue en ampère la longueur P_2P_3 , dans

notre cas 0,0047 A, et on divise par ce nombre la différence en tension U_a entre les deux courbes choisies, dans notre cas 50 V. Nous obtenons donc :

$$R_1 = \frac{50}{0,0047} = 10\,600 \text{ ohms}.$$

Cette valeur est inférieure aux indications du constructeur, mais, encore une fois, ces dernières se rapportent à une polarisation de —5,5 volts.

En résumé nous voyons, d'après ces quelques constructions graphiques, relatives à une triode, que :

1. — Le coefficient d'amplification μ est un paramètre sensiblement constant, puisqu'il est défini, en somme, par les longueurs telles que P_2P_4 , qui sont très sensiblement les mêmes pour tous les points de toutes les courbes. Nous voyons, en effet que $P_2P_4 = P_1P_5 = P_6P_7 = P_7P_8$, etc.

2. — La pente S diminue lorsque l'intensité I_a diminue ou, ce qui revient au même, lorsque la polarisation U_g augmente. Ce phénomène est visible, sans aucun calcul, directement sur le réseau de courbes, dont l'inclinaison, par rapport à l'horizontale, diminue très fortement dans la partie inférieure.

3. — La résistance interne R_1 augmente lorsque l'intensité I_a diminue ou, ce qui revient au même, lorsque la polarisation U_g augmente. La résistance R_1 est inversement proportionnelle à la longueur des segments tels que P_2P_3 , et nous voyons nettement que cette longueur diminue de plus en plus à mesure que nous glissons vers le bas de deux courbes voisines. Ainsi, P_4P_{10} est déjà nettement moins long que P_2P_3 .

Nous trouvons parfois, dans les notices des constructeurs, une seule courbe U_g/I_a pour une triode donnée, correspondant à une certaine tension anodique U_a . Connaissant le paramètre μ seulement de la triode en question, le tracé de n'importe quelle autre courbe, pour n'importe quelle valeur de la tension anodique U_a devient un jeu d'enfant.

Soit, par exemple, une courbe $U_a = 150$ V d'une EBC3, et nous voulons tracer la courbe $U_a = 210$ V pour la même lampe. Nous savons, par ailleurs, que $\mu = 30$ (fig. 99).

Traçons un certain nombre d'horizontales passant par les points P_1 , P_2 , P_3 , etc. de la courbe donnée. Les points correspondants de la courbe pour $U_a = 210$ volts se trouveront évidemment à gauche de ces points à une distance, en volts grille U_g telle que

$$30 = \frac{\Delta U_a}{\Delta U_g}.$$

Comme, dans notre cas $\Delta U_a = 210 - 150 = 60$ volts, nous avons

$$30 = \frac{60}{\Delta U_g} \quad \text{et} \quad \Delta U_g = \frac{60}{30} = 2.$$

Nous prenons donc, à l'aide d'un compas, une longueur égale à 2 volts de l'échelle U_g et la reportons sur les horizontales tracées, à gauche des points

P_1, P_2 , etc. Nous obtenons ainsi une suite de points tels que P_7, P_8, P_9 , etc., que nous réunissons par un tracé régulier, qui nous donne la courbe cherchée pour $U_a = 210$ volts. Le point supérieur P_{13} pourra être marqué en admettant, bien que cela ne soit pas tout à fait exact, $P_1 P_{13} = P_7 P_{14}$.

Peut-on déterminer les paramètres S, μ et R_i d'un tube dont on ne connaît qu'une seule courbe U_g/I_a , pour une certaine valeur connue de U_a ? Certainement, et nous allons le montrer sur une courbe relative au tube EBC41, tracée pour $U_a = 250$ V (fig. 100).

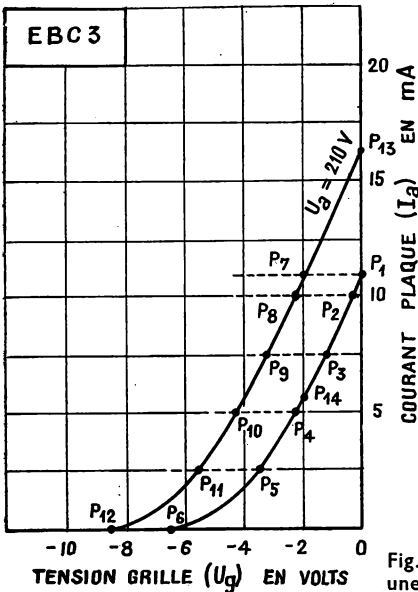


Fig. 99. — Comment tracer une courbe pour une tension anodique différente de celle indiquée.

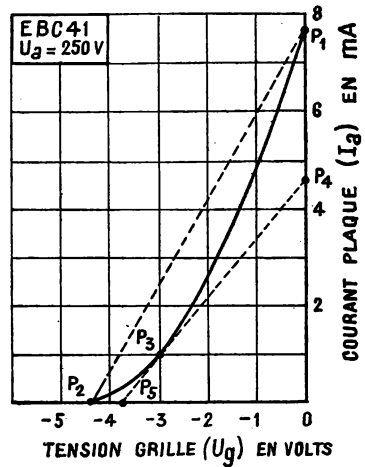


Fig. 100. — Comment déterminer les paramètres S, μ et R_i d'un tube à l'aide d'une courbe.

A vrai dire, il existe même deux méthodes, dont la première, très approximative, nous permet cependant d'avoir l'ordre de grandeur des différents paramètres, pour ainsi dire instantanément, ce qui peut avoir son utilité dans certains cas.

Par avoir l'ordre de grandeur de la pente S , réunissons par une droite les deux extrémités P_1 et P_2 de la courbe et déterminons la pente de cette droite. Géométriquement, cette pente est égale à

$$\frac{P_1 0}{P_2 0},$$

et il suffit d'exprimer ces deux longueurs en unités convenables pour avoir la pente « électrique ». Comme $P_1 0 = 7,7$ mA, tandis que $P_2 0 = 4,5$ volts, nous avons

$$S = \frac{7,7}{4,5} = 1,7 \text{ mA/V}.$$

Le coefficient d'amplification μ sera donné par le rapport

$$\mu = \frac{250}{P_2 0} = \frac{250}{4,5} = 55 \text{ environ.}$$

On comprend facilement qu'au numérateur de la fraction ci-dessus figure tout simplement la tension U_a pour laquelle la courbe a été établie.

Enfin, la résistance interne R_i sera donnée par le rapport

$$R_i = \frac{250}{P_1 0 \text{ (en A)}} = \frac{250}{0,0077} = 32\,500 \text{ ohms.}$$

Répetons-le encore une fois : ce ne sont là que des chiffres approximatifs qui nous donnent une certaine idée sur le genre du tube, et qui permettent de comparer rapidement deux tubes entre eux.

Si nous voulons des chiffres plus exacts, il convient de procéder différemment. Nous nous donnons d'avance une certaine valeur de la polarisation, par exemple — 3 V dans notre cas, et traçons une tangente à la courbe au point P_3 correspondant à cette polarisation. Nous obtenons ainsi une droite $P_4 P_5$, dont la pente sera, d'après ce que nous venons de voir

$$S = \frac{4,6}{3,75} = 1,22.$$

De même, le coefficient d'amplification μ sera

$$\mu = \frac{250}{3,75} = 67.$$

Enfin, la résistance interne R_i sera

$$R_i = \frac{250}{4,6} = 54\,000.$$

Comme nous le voyons, ces chiffres se rapprochent beaucoup de ceux indiqués dans les notices pour une polarisation de —3 V, et qui sont :

$$S = 1,2 \text{ mA/V ; } \mu = 70 ; \quad R_i = 58\,000 \text{ ohms.}$$

COURBES « TENSION GRILLE/COURANT PLAQUE » (PENTHODES)

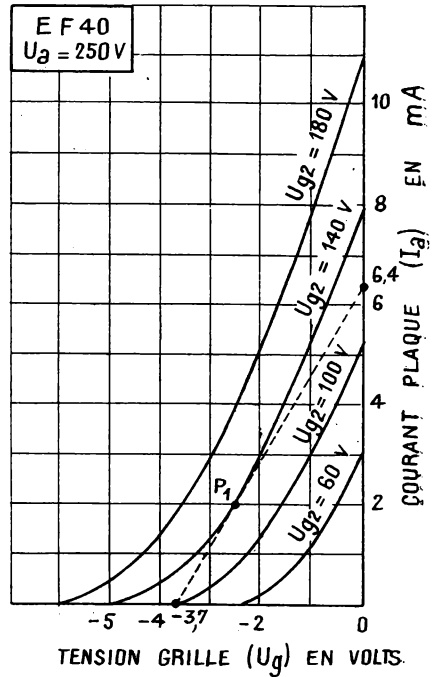
On sait que dans une penthode c'est surtout la tension de l'écran U_{g2} qui commande l'intensité du courant anodique I_a . Autrement dit, si la tension d'anode U_a varie, la tension d'écran U_{g2} restant constante, le courant anodique I_a ne varie pratiquement pas, du moins tant que U_a reste supérieure à une centaine de volts.

Par conséquent, si nous nous amusons à tracer, pour une penthode, un réseau de courbes U_g/I_a , pour une tension d'écran déterminée, toutes les courbes, à partir de $U_a = 100 \text{ V}$ par exemple, seront pratiquement confondues en une seule.

On trouve, pour certaines penthodes, une courbe U_g/I_a , tracée pour une tension U_a déterminée, la tension d'écran étant également indiquée. Une telle courbe se présente évidemment sous l'aspect de la figure 100, abstraction faite des échelles horizontale et verticale. Mais elle ne peut nous servir que pour déterminer la pente, exactement comme nous l'avons fait pour la EBC41 de la figure 100.

Quant à la résistance interne et le coefficient d'amplification, il ne faut même pas y songer, ce qui n'a, d'ailleurs, aucune importance, car ces deux paramètres n'ont pas une signification bien définie lorsqu'il s'agit d'une penthode, surtout d'une penthode H.F. On peut dire seulement que μ et R_i sont très élevés.

Fig. 101. — Réseau de courbes « Tension grille/Courant plaque » d'une penthode pour les différentes valeurs de la tension d'écran.



En effet, si nous envisageons un réseau de courbes U_g/I_a établi pour un certain nombre de tensions U_a et une certaine tension U_{g2} , nous verrons, en nous reportant à la figure 98, et d'après ce que nous avons dit plus haut, que deux courbes voisines, par exemple $U_a = 250$ V et $U_a = 200$ V, seront rapprochées à se confondre. Par conséquent, la longueur $P_2 P_4$ qui intervient dans la recherche du coefficient d'amplification et qui définit la quantité ΔU_g , sera infiniment petite : 0,1 volt ou même beaucoup moins. Donc, le rapport $50/\Delta U_g$ sera très élevé.

Même raisonnement pour la résistance interne qui dépend de la longueur $P_2 P_3$ et lui est inversement proportionnelle.

Certains constructeurs fournissent, pour quelques penthodes, un réseau de courbes qui ressemble beaucoup à celui de la figure 98, mais qui en diffère totalement par sa conception (fig. 101). Ce sont des courbes donnant le courant

anodique I_a en fonction de la polarisation U_g , mais pour un certain nombre de valeurs de la tension d'écran, la tension anodique U_a étant fixe, de 250 V.

Bien que cela ne soit pas tout à fait exact, ces courbes peuvent être assimilées à celles que nous obtenons en montant la penthode en question en triode, c'est-à-dire en réunissant l'écran à la plaque. En réalité, les courbes correspondant au montage en triode ont une pente moyenne un peu plus élevée, car le courant d'écran vient s'ajouter à celui de l'anode. Mais comme le courant d'écran ne constitue que 20 % environ de celui d'anode, la différence n'est pas énorme. Donc, nous pouvons assimiler les quatre courbes de la figure 101 à celles d'une triode, dont la tension d'anode serait celle indiquée pour U_{g2} , tension d'écran.

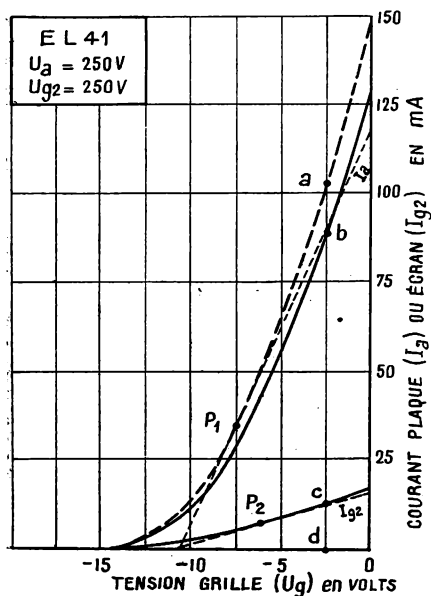


Fig. 102. — Courbes « Tension grille/Courant plaque » et « Tension grille/Courant d'écran » d'une penthode.

A titre d'exemple nous voyons que la pente d'une telle triode, pour

$$U_a = U_{g2} = 140 \text{ V}$$

et pour une polarisation de $-2,5$ volts (P_1), serait

$$S = \frac{6,4}{3,7} = 1,73 \text{ mA/V}.$$

De même, le coefficient d'amplification serait de $140/3,7 = 38$ et la résistance interne de $140/0,0064 = 22\,000$ ohms environ.

Pour certaines penthodes, le plus souvent « de puissance », les notices et recueils de caractéristiques nous offrent les courbes analogues à celles de la figure 102, qui ne sont autre chose qu'une courbe U_g/I_a pour une certaine valeur de U_a et de U_{g2} , ainsi qu'une courbe U_g/I_{g2} pour les mêmes tensions d'anode et d'écran. Dans le cas de la figure 102 nous avons $U_a = U_{g2} = 250 \text{ V}$.

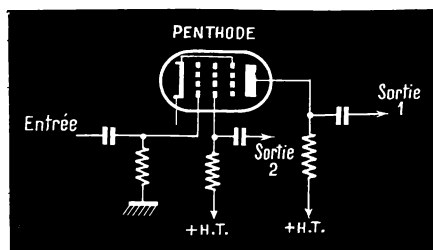
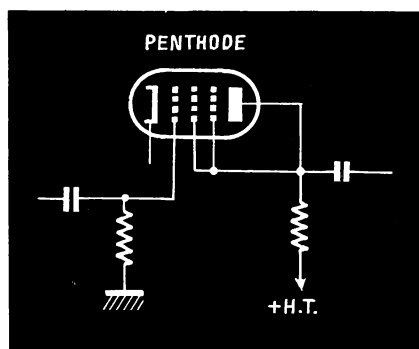


Fig. 104. — Toute penthode peut être montée en triode, en réunissant l'écran (et éventuellement le supprimeur) à la plaque.

Fig. 103. — Dans une penthode on peut utiliser l'écran comme plaque d'une triode.



Ce genre de courbes nous permet évidemment de déterminer la pente S de la penthode, comme nous l'avons fait plus haut, mais aussi de tracer la courbe U_g/I_a réelle de cette penthode montée en triode, par simple addition des courants d'anode et d'écran. Cela revient à reporter, à l'aide d'un compas, au-dessus de la courbe I_a , des longueurs égales au courant d'écran I_{g2} pour les différentes valeurs de la polarisation. Ainsi, sur la figure 102, la courbe en trait interrompu est celle d'une EL41 montée en triode, obtenue en faisant $ab = cd$.

On se rend immédiatement compte que la pente de la triode ainsi obtenue est du même ordre de grandeur que celle de la penthode. Par ailleurs, la résistance interne R_i sera de 2200 ohms environ et le coefficient d'amplification μ de 24 très sensiblement, caractéristiques correspondant au point de fonctionnement P_1 , c'est-à-dire à une polarisation de $-7,5$ volts.

Dans certains montages spéciaux, et notamment dans les étages push-pull dits autodéphaseurs, on prélève la tension d'attaque de la deuxième lampe finale sur l'écran de la première. Dans ce cas, l'écran en question (fig. 103) est assimilé à la plaque d'une triode constituée par la cathode, la grille de commande et l'écran.

La courbe I_{g2} de la figure 102 nous donne immédiatement les caractéristiques d'une telle triode dans le cas d'une EL41. Nous voyons que la pente est de 1,35 mA/V environ, la résistance interne de 18 000 ohms et le coefficient d'amplification de 24 à peu près, pour une polarisation de -6 volts (point P_2).

Dans le tube EL41 monté en triode, seul l'écran se trouve réuni à la plaque, la grille supprimeuse étant intérieurement reliée à la cathode. Mais dans certaines penthodes dont la grille supprimeuse est réunie à une broche séparée, le montage en triode peut se faire autrement, suivant la figure 104 : l'écran,

la plaque et la grille supprimeuse sont réunis ensemble. Le résultat est pratiquement le même dans les deux cas, et les courbes de la figure 105 nous montrent ce que nous obtenons en montant de cette façon une penthode 6AU6. La courbe U_g/I_a de ce tube monté en triode suivant le schéma de la figure 105 nous est donnée en trait interrompu et s'obtient, comme pour la EL41, par addition des courants plaque et écran : $ab = cd$.

La pente de la triode ainsi obtenue, pour une polarisation de -2 volts (point P_1) est de $5,7 \text{ mA/V}$ environ, la résistance interne de 7500 ohms et le coefficient d'amplification de 43

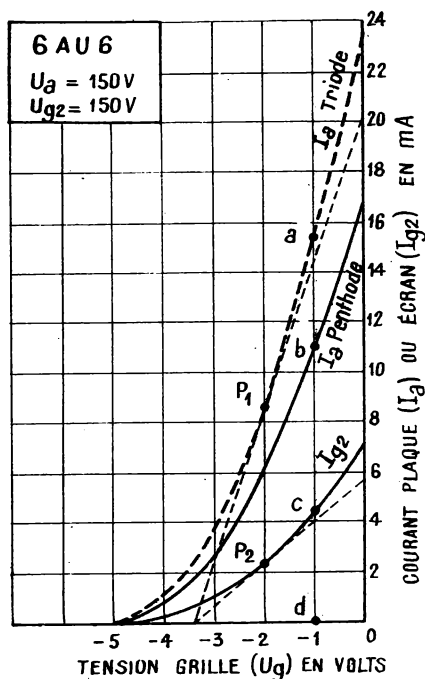


Fig. 105. — Les courbes d'une triode obtenue à partir d'une penthode peuvent se déduire des courbes de la penthode.

L'écran utilisé comme électrode de sortie, suivant le schéma de la figure 103, et une polarisation de -2 volts également (point P_2) nous donnera : pente $1,6 \text{ mA/V}$; résistance interne $27\,000 \text{ ohms}$; coefficient d'amplification 43 .

COURBES « TENSION PLAQUE/COURANT PLAQUE » (TRIODES)

Au lieu de tracer un réseau de courbes correspondant, chacune, à une certaine valeur de la tension anodique U_a , comme nous l'avons fait pour la figure 98, nous pouvons procéder autrement, en portant verticalement les intensités anodiques I_a , comme précédemment, mais en graduant l'axe horizontal en valeurs de la tension anodique U_a . Nous obtenons ainsi un autre réseau, comme celui de la figure 106, où chaque courbe correspond à une certaine valeur de la polarisation U_g .

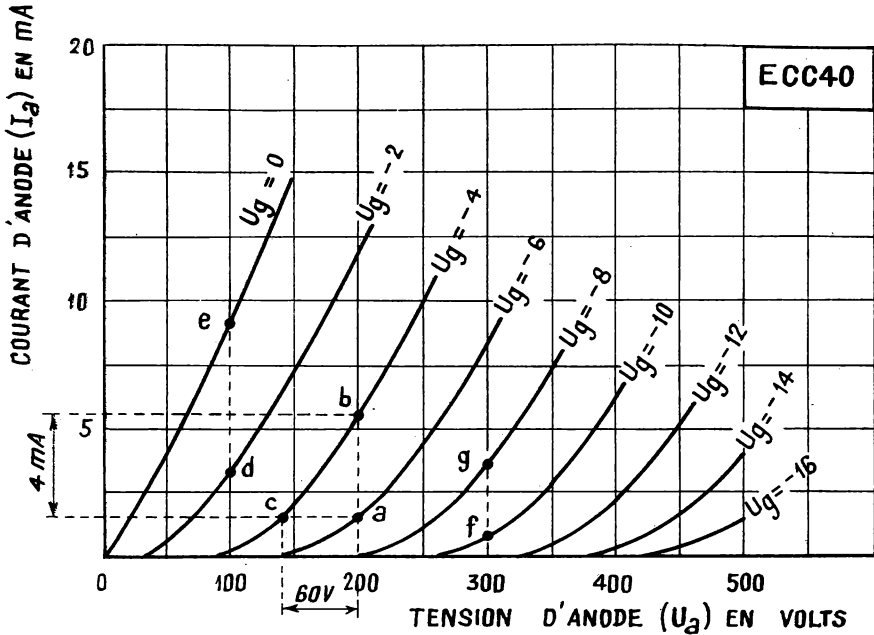


Fig. 106. — Allure générale d'un réseau de courbes « Tension plaque/courant plaque » d'une triode.

Disons tout de suite qu'un tel réseau, appelé U_a/I_a , est beaucoup plus utile que les courbes U_g/I_a , comme nous le verrons plus loin.

Bien entendu, les opérations élémentaires de recherche de la pente, de la résistance interne et du coefficient d'amplification peuvent se faire sur ces courbes aussi facilement que sur les courbes U_g/I_a , en s'inspirant des définitions données plus haut.

Pour déterminer graphiquement ces trois paramètres, on choisit sur l'une des courbes un point a , correspondant à une certaine valeur de la tension d'anode U_a (dans notre cas $U_a = 200$ V) et on trace d'une part une verticale jusqu'à l'intersection b avec la courbe suivante, et d'autre part une horizontale jusqu'à l'intersection c avec la même courbe.

Nous pouvons dire alors qu'une variation de la tension de grille $\Delta U_g = 2$ volts (de -6 à -4 volts) provoque un accroissement ΔI_a du courant anodique égal à ab , soit, dans notre cas, de 4 mA environ. La pente sera donc de $4/2 = 2$ mA/V.

Remarquons, comme nous l'avons fait pour les courbes U_g/I_a , que la valeur de la pente n'est pas la même suivant l'endroit où elle est déterminée. C'est ainsi que pour d *e* cette pente sera de près de 3 mA/V, tandis que pour f *g* elle ne sera plus que de 1,5 mA/V environ.

Pour déterminer la résistance interne, nous remarquerons que le point c correspond à une tension U_a de 140 volts à peu près. Donc, lorsque la polarisation demeure constante et de -4 V, le point de fonctionnement « glisse », en quelque sorte, le long de la courbe, de c à b lorsque la tension anodique passe de 140 à 200 volts. Le courant plaque augmente, en même temps, de 4 mA. La résistance interne nous sera donnée donc par le rapport :

$$60/0,004 = 15\,000 \text{ ohms.}$$

Enfin, pour le coefficient d'amplification, nous voyons qu'une variation de 2 volts de la tension de grille, de -4 à -6 volts, fait passer le point b en a , et correspond à une variation de 4 mA du courant anodique. On obtient une même variation du courant anodique en faisant glisser le point b en c , c'est-à-dire en diminuant la tension d'anode de 200 à 140 V, soit de 60 V. Le coefficient d'amplification est donc donné par le rapport $60/2 = 30$.

COURBES « TENSION PLAQUE/COURANT PLAQUE » (PENTHODES)

Lorsqu'on regarde les courbes U_g/I_a d'un tube, il n'est guère possible de dire, a priori, s'il s'agit d'une triode ou d'une penthode : l'allure générale des courbes est la même dans les deux cas. Il n'en est plus du tout ainsi lorsqu'il s'agit des courbes U_a/I_a , celles d'une penthode se différenciant très nettement de celles de la figure 106.

Puisque les courbes U_a/I_a traduisent les variations du courant anodique en fonction de celles de la tension d'anode, il suffit de se rappeler la propriété fondamentale d'une penthode, l'indépendance du courant plaque par rapport à la tension d'anode, du moins dans certaines limites, pour prévoir des parties pratiquement horizontales pour chaque courbe, contrairement à ce qui se passe avec une triode où chaque courbe est plus ou moins fortement inclinée.

En effet, lorsque nous prenons un point c quelconque d'un réseau U_a/I_a d'une triode (fig. 106), nous savons qu'il correspond à une certaine polarisation (-4 V), une certaine tension d'anode (140 V) et une certaine intensité anodique (1,6 mA environ). Si, sans toucher à la polarisation U_g nous augmentons la tension d'anode U_a , et la portons à 200 V, par exemple, le courant de la triode va augmenter et nous nous trouverons au point b . L'inclinaison de la courbe sur laquelle se déplace le point c sera d'autant plus importante que la pente de la triode considérée est plus élevée. Autrement dit, et à condition d'employer la même échelle pour I_a d'une part et pour U_a d'autre part dans les deux cas, les courbes d'une triode à faible pente sont davantage « couchées ».

Que se passe-t-il lorsque nous prenons un point de fonctionnement quelconque, tel que c , sur le réseau U_a/I_a d'une penthode ? La même variation de 60 volts de la tension d'anode ne fera pratiquement pas varier le courant anodique, et au lieu de se déplacer en b le point c glissera presque horizontalement et se retrouvera quelque part vers a .

Le réseau de la figure 107 représente l'aspect typique de courbes U_a/I_a d'une penthode, valables évidemment pour une seule valeur de la tension d'écran (ici $U_{g2} = 90$ V). Nous voyons qu'un point de fonctionnement tel

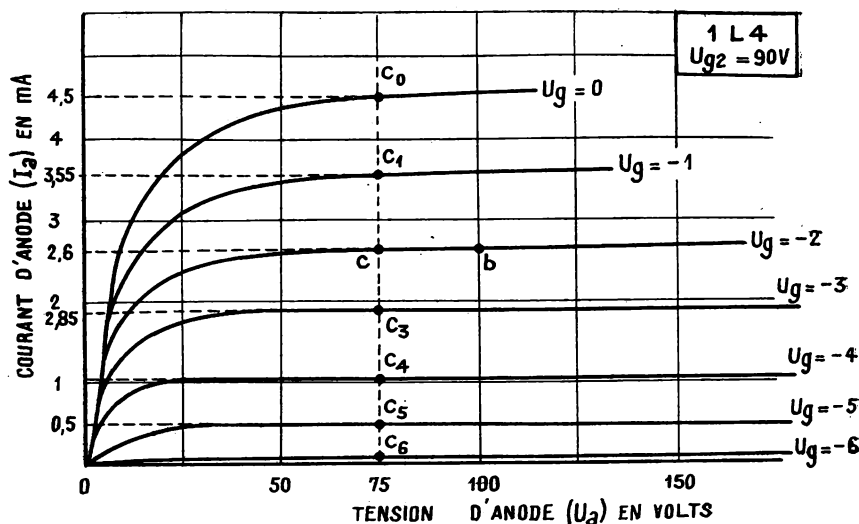


Fig. 107. — Allure générale d'un réseau de courbes « Tension plaque/Courant plaque » d'une penthode.

que c ($U_a = 75$ V ; $U_g = -2$ V) correspond à une intensité anodique de 2,6 mA environ. Si nous augmentons uniquement la tension d'anode, par exemple jusqu'à 100 volts, le point c va glisser le long de la courbe $U_g = -2$ et prendre la position b qui correspond pratiquement à la même intensité.

Donc, dans les limites où les différentes courbes sont pratiquement horizontales, nous ne pouvons guère apprécier, même approximativement, la résistance interne et le coefficient d'amplification, et la seule conclusion que nous pouvons tirer, c'est que ces deux paramètres sont très élevés. En effet, nous voyons immédiatement qu'une variation même importante de la tension d'anode ne correspond qu'à une variation infime de la tension de grille et ne provoque qu'une variation du courant anodique également infime. Donc, dans les rapports $\Delta U_a / \Delta U_g$ et $\Delta U_a / \Delta I_a$, donnant respectivement le coefficient d'amplification et la résistance interne, le dénominateur est toujours très petit, de 1000 à 1 000 000 de fois plus petit que le numérateur, ce qui entraîne pour les deux paramètres en question un ordre de grandeur de 1000 pour μ et de 1 M Ω pour R_i .

Mais, répétons-le encore une fois, la résistance interne et le coefficient d'amplification d'une penthode ne présentent pratiquement aucun intérêt, tandis que la pente, qu'il est important de connaître, peut être facilement déterminée sur un réseau tel que celui de la figure 107.

La pente définissant la variation du courant anodique pour une variation de polarisation de 1 volt, la tension d'anode restant constante, il suffit de tracer une verticale passant par un point quelconque de la tension d'anode, par exemple $U_a = 75$ V, et d'évaluer en milliampères la valeur des segments tels que $c_0 c_1$, $c_1 c$, $c c_3$, etc.

Nous voyons (fig. 107) que la valeur moyenne de la pente, dans les intervalles ci-dessus, est approximativement de :

$$c_0 c_1 \quad \text{—} \quad 0,95 \text{ mA/V}$$

$$c_1 c \quad \text{—} \quad 0,95 \text{ mA/V}$$

$$c c_3 \quad \text{—} \quad 0,75 \text{ mA/V}$$

etc.

La pente indiquée dans les recueils de caractéristiques est, pour le tube 1L4, de l'ordre de 0,925 à 1,025 mA/V pour $U_g = 0$.

L'examen d'un réseau tel que celui de la figure 107 nous permet de dire immédiatement s'il s'agit d'une penthode à pente fixe ou d'un tube à pente variable. En effet, dans le premier cas, la pente reste pratiquement constante dans d'assez larges limites, jusqu'aux valeurs assez élevées de la polarisation, ce qui veut dire que les segments tels que $c c_1$, $c_1 c_0$ etc. sont sensiblement

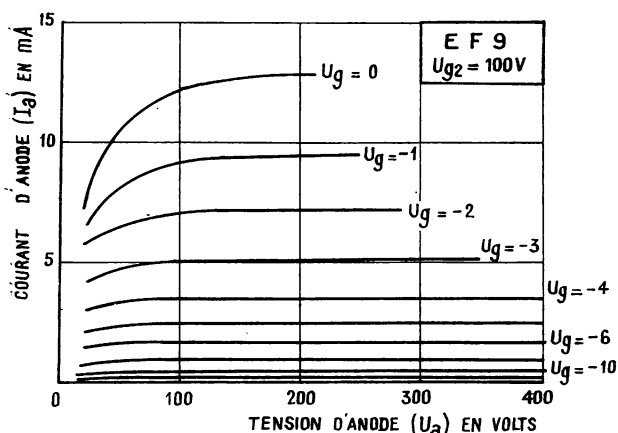


Fig. 108. — Lorsqu'il s'agit d'une penthode à pente variable, les courbes se resserrent de plus en plus vers les valeurs élevées de la polarisation.

égaux. Nous le voyons sur les courbes de la figure 107 où la pente ne commence vraiment à diminuer qu'à partir du point c_4 . La pente décroît ensuite très rapidement et le courant anodique s'annule pour une valeur relativement faible de la polarisation.

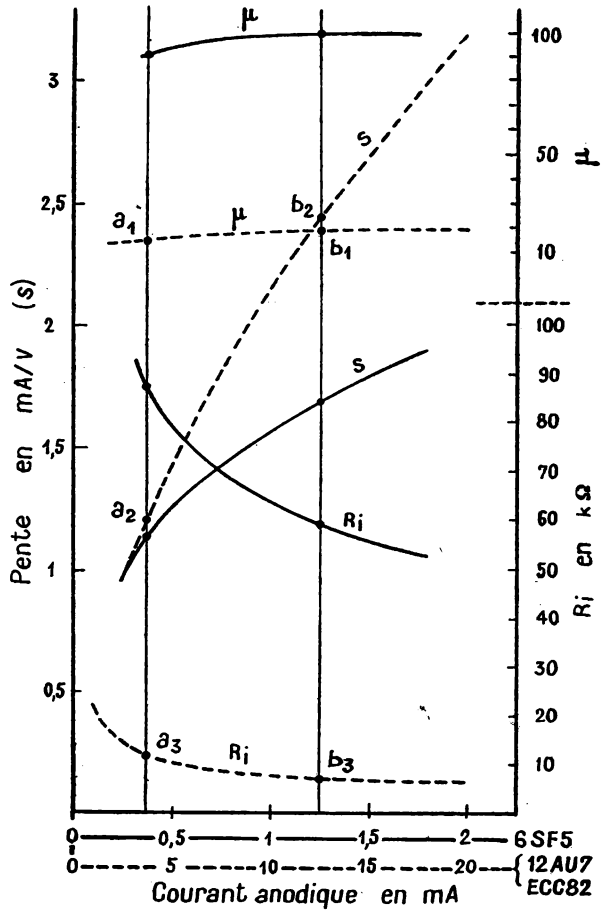
Tout autre est l'aspect du réseau U_a/I_a d'une penthode à pente variable, par exemple une EF9 (fig. 108). Nous voyons que la pente diminue constamment, et de plus en plus vite, lorsque la polarisation augmente. De plus, l'annulation du courant anodique n'a lieu que pour des valeurs assez élevées de la polarisation. Sur le réseau de la figure 108 la dernière courbe en bas correspond, par exemple, à une polarisation de -14 volts.

Les courbes U_a/I_a des penthodes et tétrodes de puissance (EL41, 6AQ5, etc.) ont exactement la même allure que celles de la figure 107.

COURBES DE VARIATION DE μ , S ET R_i

Les courbes de la figure 109 nous indiquent, pour deux triodes différentes (6SF5 et 12AU7) la variation de la pente (S), de la résistance interne (R_i) et du coefficient d'amplification (μ), en fonction du courant anodique. Nous pouvons en tirer quelques remarques intéressantes.

Fig. 109. — Dans une triode, la pente et la résistance interne varient fortement, mais en sens inverse, en fonction du courant anodique, tandis que le coefficient d'amplification reste sensiblement constant.



La pente augmente rapidement lorsque le courant anodique croît, mais la résistance interne varie en sens inverse : elle augmente lorsque le courant anodique diminue et cela d'autant plus rapidement que ce courant est plus faible.

Cette variation, en sens contraire, de S et de R_i laisse prévoir que le coefficient d'amplification μ varie relativement peu, puisqu'il est égal au produit $S \times R_i$. Les courbes correspondantes nous montrent qu'il en est bien ainsi, et que le coefficient d'amplification ne diminue que fort peu lorsque le courant anodique diminue.

Lorsqu'une triode est montée en amplificatrice B.F. à résistances-capacité, suivant le schéma de la figure 110, on calcule généralement le gain de l'étage, c'est-à-dire le rapport u_2/u_1 , par la formule :

$$\text{gain} = \frac{\mu R_a}{R_a + R_i},$$

dans laquelle μ et R_i sont, respectivement, le coefficient d'amplification et la résistance interne *statiques*, indiqués par les recueils de caractéristiques. Or, il est évident que si une résistance R_a assez élevée est introduite dans le circuit anodique de la triode, sa tension et son courant anodiques diminuent forte-

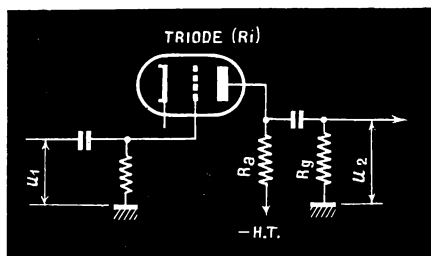


Fig. 110. — Le gain d'un étage s'exprime par le rapport u_2/u_1 .

ment, et, d'après les courbes de la figure 109, sa résistance interne R_i augmente très sensiblement, tandis que son coefficient d'amplification μ diminue un peu.

Dans ces conditions la formule ci-dessus est certainement trop optimiste et nous allons voir, sur un exemple, dans quelle proportion.

S'il s'agit d'une 6SF5, dont la résistance interne et le coefficient d'amplification statiques sont, respectivement,

$$\mu = 100$$

$$R_i = 66\,000 \text{ ohms},$$

la formule ci-dessus nous donne, dans ces conditions, et en supposant $R_a = 200\,000 \text{ ohms}$,

$$\text{gain} = 75.$$

Mais lorsqu'une résistance de $200\,000 \text{ ohms}$ est introduite dans le circuit anodique d'une 6SF5, la haute tension étant de 250 volts , le courant anodique est sensiblement de $0,5 \text{ mA}$, et la résistance interne passe à $80\,000 \text{ ohms}$, tandis que le coefficient d'amplification n'est plus que 94.

Si nous refaisons le calcul, nous nous rendons compte que le gain n'est plus que 67. En réalité le gain est encore moindre, car on doit également tenir compte de la résistance R_g (résistance de fuite de la lampe suivante). Disons, pour fixer les idées et sans faire le calcul, que le gain réel sera de 60 environ si $R_g = 0,5 \text{ M}\Omega$ et de 55 environ si $R_g = 0,25 \text{ M}\Omega$.

Enfin, il est évident que les courbes de la figure 109 permettent de vérifier la relation fondamentale

$$\mu = S \times R_1$$

quelle que soit la valeur du courant anodique. Par exemple, pour une 12AÜ7 et le courant anodique d'une part de 3,75 mA et d'autre part de 12,5 mA nous avons bien, à une erreur de dessin près

$$14 (a_1) = 0,00121 (a_2) \times 12\,000 (a_3)$$

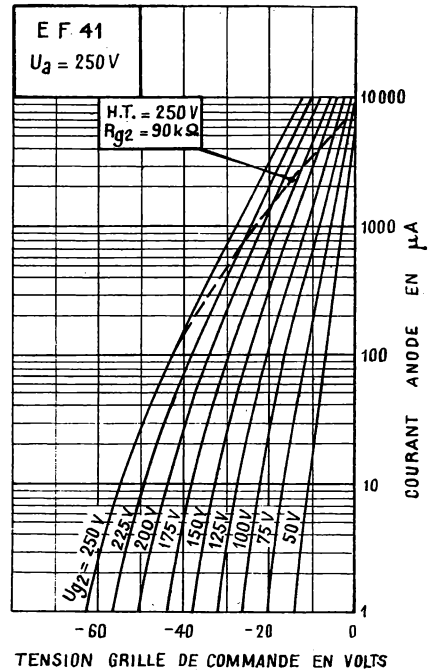
et

$$19 (b_1) = 0,00245 (b_2) \times 7\,500 (b_3).$$

COURBES « TENSION GRILLE/TENSION ÉCRAN/COURANT PLAQUE »

Il s'agit d'un réseau de courbes conforme à la figure 111 et qui accompagne actuellement les caractéristiques de toutes les penthodes H.F. à pente variable,

Fig. 111. — Exemple d'un réseau de courbes « Tension grille - Tension écran - Courant plaque » d'une penthode H.F.



simples ou combinées avec diodes, ainsi que celles des hexodes ou heptodes changeuses de fréquence.

Chaque courbe d'un tel réseau traduit la variation du courant anodique de la lampe en fonction de la tension de polarisation appliquée à la grille de commande (G_1). L'échelle des courants (verticale) est logarithmique pour faciliter l'appréciation des faibles courants.

L'interprétation de ces courbes ne demande que peu d'explications. Nous voyons, par exemple, que le courant anodique est de $1000\ \mu\text{A}$ ($1\ \text{mA}$) lorsque la tension écran U_{g2} est de 50 volts, de $2500\ \mu\text{A}$ ($2,5\ \text{mA}$) lorsque cette tension est de 75 volts, et de $5\ \text{mA}$ pour $U_{g2} = 100$ volts, la polarisation étant de -3 volts.

La courbe en pointillé traduit les variations du courant anodique lorsqu'une résistance R_{g2} de $90\ 000$ ohms est insérée dans le circuit d'écran (fig. 112). Nous voyons que la tension d'écran varie, dans ces conditions, suivant la tension de polarisation, c'est-à-dire suivant la tension amenée par le système de C.A.V.

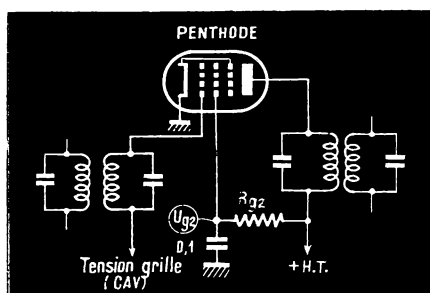


Fig. 112. — Montage normal d'une penthode à pente variable en amplificateur M.F.

Autrement dit, si la tension écran est $U_{g2} = 75$ volts au repos, cette même tension monte facilement à 150 et même 175 volts lorsqu'un signal puissant est reçu et que la tension de C.A.V. atteint -10 à -15 volts.

COURBES « TENSION GRILLE/TENSION ÉCRAN/PENTE »

Ressemblant beaucoup au précédent en tant qu'allure générale (fig. 113), qu'il complète, ce réseau nous renseigne sur les variations de la pente d'une penthode, d'une hexode ou d'une heptode, en fonction de la polarisation, et pour un certain nombre de valeurs de la tension d'écran (U_{g2}).

L'échelle verticale est logarithmique, pour les mêmes raisons que plus haut, graduée le plus souvent en micromhos ou $\mu\text{A}/\text{V}$. Pour avoir la pente en mA/V il suffit de diviser par 1000 le chiffre indiqué.

La courbe en pointillé traduit ici les variations de la pente lorsqu'une résistance R_{g2} de $90\ 000$ ohms est insérée dans le circuit d'écran (fig. 112). Nous voyons que la pente, c'est-à-dire l'amplification de l'étage, varie dans ces conditions suivant la tension de polarisation, c'est-à-dire suivant la tension amenée par le système C.A.V.

Autrement dit, si la pente est de $2,5\ \text{mA}/\text{V}$ environ au repos, elle n'est plus que $0,6\ \text{mA}/\text{V}$ lorsque la polarisation atteint -12 volts, par suite de la réception d'un signal puissant.

On se rend compte, d'après ces courbes, de l'influence de la tension écran sur la pente d'une penthode, en général.

COURBES DONNANT LE COURANT ANODIQUE, LE COURANT ÉCRAN, LA PENTE, LA RÉSISTANCE INTERNE ET LA RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE DE SOUFFLE EN FONCTION DE LA TENSION DE POLARISATION

L'ensemble de ces courbes (fig. 114) représente, en partie, le résumé des courbes des figures 111 et 113 pour le cas particulier de la résistance d'écran $R_{g2} = 90\ 000$ ohms : I_a (courant anodique), I_{g2} (courant écran) et S (pente).

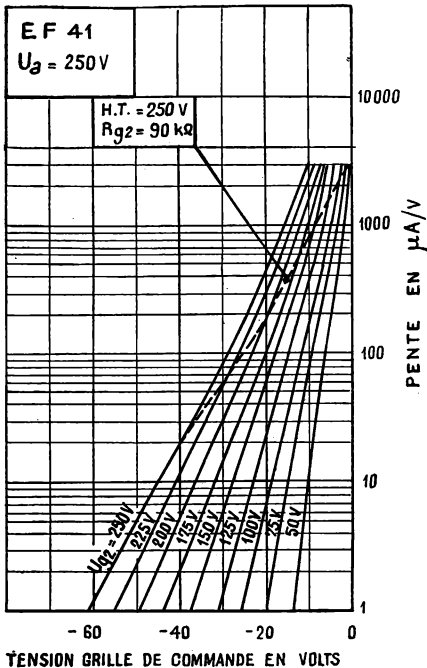


Fig. 113. — Exemple d'un réseau de courbes « Tension grille - Tension écran - Pente » d'une penthode H.F.

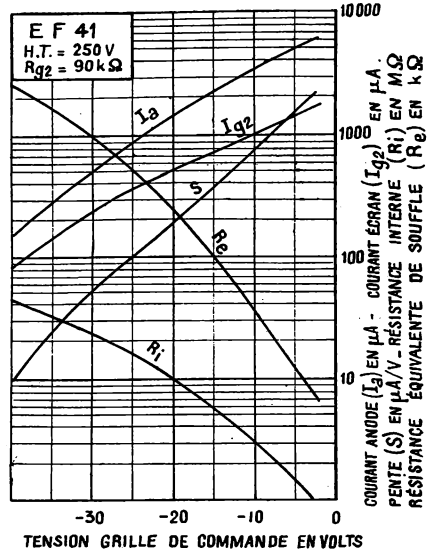


Fig. 114. — Courbes donnant le courant anodique, le courant d'écran, la pente, la résistance interne et la résistance équivalente de souffle en fonction de la polarisation.

Mais en plus de cela nous y voyons la courbe R_i , traduisant, dans les mêmes conditions, les variations de la résistance interne. Comme pour les triodes, cette résistance croît lorsque le courant anodique diminue, mais sa variation est beaucoup plus rapide.

On voit de plus que cette résistance est très élevée, même au maximum de la pente : $1\text{ M}\Omega$ pour $S = 2000\ \mu\text{A/V}$.

Lorsqu'il s'agit d'une penthode H.F., le gain d'un étage est pratiquement proportionnel à la pente S et la connaissance du coefficient d'amplification μ ne présente aucun intérêt. On peut vérifier, cependant, sur les courbes de la figure 114, que ce coefficient est très élevé (valeur maximum de l'ordre de 2000) et qu'il diminue légèrement lorsque le courant anodique diminue.

Enfin, la dernière courbe de la figure 114 représente les variations de ce qu'on appelle la résistance équivalente de souffle (R_e). Sans entrer dans les détails théoriques disons que le bruit de fond d'un tube peut être assimilé à une certaine tension alternative parasite prenant naissance entre la grille de commande et la cathode. On peut également admettre qu'il existe une certaine résistance R_e aux bornes de laquelle on trouve une tension due aux fluctuations thermiques, égale à la tension de bruit de fond.

La connaissance de la tension de bruit est utile en ce sens qu'elle nous permet de prévoir l'ordre de grandeur de la tension à amplifier que l'on doit appliquer à la grille de commande sans que le bruit de fond devienne gênant. La tension à amplifier devra être 5 à 10 fois supérieure à la tension de bruit.

Cette dernière est, à son tour, proportionnelle à la résistance équivalente R_e . Si nous désignons par V_b la tension de bruit, nous avons la relation suivante, indiquée par *Barkhausen*

$$V_b = 1,26.10^{-8} \sqrt{R_e}.$$

Par exemple, nous voyons sur la figure 114 que R_e est égale, lorsque la pente S est maximum, à 7000 ohms environ. Par conséquent la tension de bruit sera :

$$V_b = 1,26.10^{-8} \times 83,5 = 1,05.10^{-6} \text{ volt}$$

et la tension à amplifier minimum de l'ordre de $1,05 \cdot 10^{-5}$ volt (10 fois plus élevée), soit 10,5 microvolts.

Lorsque la pente diminue, la résistance R_e croît rapidement ce qui veut dire que V_b augmente et que si l'on ne veut pas être gêné par le bruit de fond il faut augmenter la tension appliquée à la grille de commande.

Par exemple, lorsque la pente n'est plus que de 0,8 mA/V, la résistance R_e est déjà de 35 000 ohms, et la tension V_b devient de $2,36 \cdot 10^{-6}$ volt, ce qui entraîne la tension minimum à amplifier de l'ordre de 25 μ V.

D'ailleurs c'est un phénomène que l'on observe constamment dans la pratique : un récepteur dont la sensibilité laisse à désirer « souffle » sur les émissions peu puissantes.

COURBES DU COURANT ÉCRAN EN FONCTION DE LA TENSION DE L'ÉCRAN, POUR DIFFÉRENTES VALEURS DE LA TENSION DE LA GRILLE DE COMMANDE

Ces courbes (fig. 115) traduisent les variations du courant d'écran en fonction de la tension appliquée à cette électrode et de la polarisation appliquée à la grille de commande.

On peut constater facilement que ces courbes ont une allure tout à fait analogue à celles de la figure 106 et en conclure que l'écran d'une penthode peut être assimilé à l'anode d'une triode. Il devient donc possible, dans certains cas particuliers, d'utiliser l'ensemble grille de commande-écran d'une penthode comme une triode, suivant le schéma de la figure 116, par exemple.

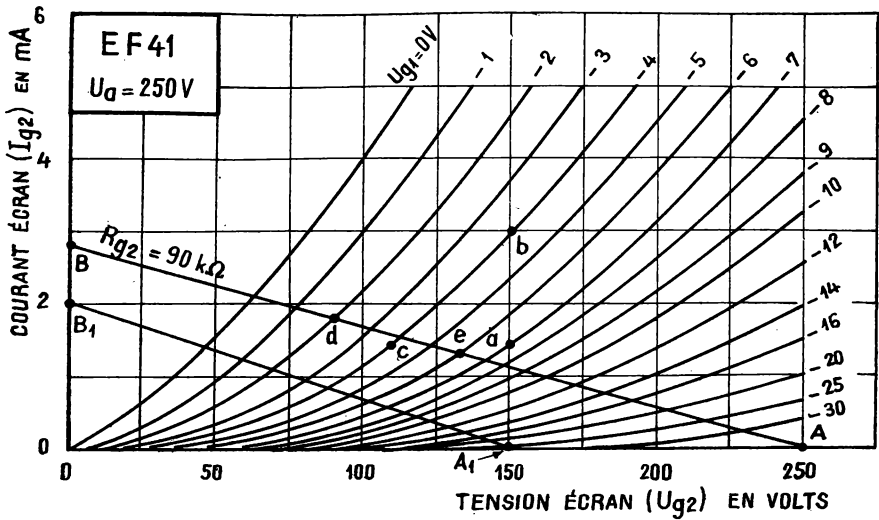


Fig. 115. — Courbes du courant d'écran en fonction de la tension d'écran et pour différentes valeurs de la polarisation.

Il est dès lors normal que l'élément pseudo-triode ainsi constitué ait sa résistance interne, sa pente et son coefficient d'amplification, que nous pouvons déduire graphiquement, comme cela a été fait dans le cas de la figure 106.

Autrement dit, on choisit sur l'une des courbes un point *a*, correspondant à une certaine valeur de la tension d'écran U_{g2} (dans notre cas $U_{g2} = 150$ volts) et on trace d'une part une verticale jusqu'à l'intersection *b* avec la courbe correspondant à $U_g = -4$ V, et d'autre part une horizontale jusqu'à l'intersection *c* avec la même courbe.

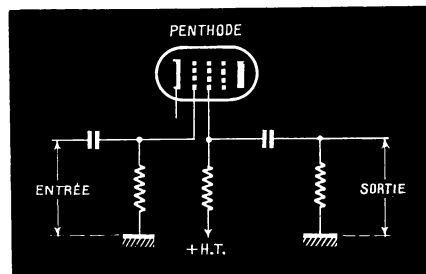


Fig. 116. — Dans une penthode, l'écran peut être utilisé comme élément de sortie.

Nous pouvons dire alors qu'une variation de la tension de grille $\Delta U_g = 3$ volts (de -7 à -4 volts) provoque un accroissement ΔI_{g2} du courant d'écran égal à *ab*, soit, dans notre cas, de 1,6 mA environ. La pente sera donc de :

$$1,6/3 = 0,53 \text{ mA/V}.$$

Pour déterminer la résistance interne, nous remarquerons que le point *c* correspond à une tension $U_{g2} = 110$ volts environ. Donc, lorsque la polarisa-

tion demeure constante et de -4 V, le point de fonctionnement « glisse », en quelque sorte, le long de la courbe, de c à b lorsque la tension d'écran passe de 110 à 150 volts. Le courant écran augmente, en même temps, de 1,6 mA. La résistance interne nous sera donnée donc par le rapport $40/0,0016 = 25\,000$ ohms.

Enfin, pour le coefficient d'amplification, nous voyons qu'une variation de 3 volts de la tension de grille, fait passer le point b en a , et correspond à une variation du courant écran de 1,6 mA. On obtient une même variation du courant écran en faisant glisser le point b en c , c'est-à-dire en diminuant la tension d'écran de 150 à 110 volts, soit de 40 V. Le coefficient d'amplification est donc donné par le rapport $40/3 = 13$ environ.

Le réseau de courbes de la figure 115 nous montre également une droite AB qui définit le comportement de la lampe lorsqu'une résistance de 90 000 ohms est intercalée dans le circuit de l'écran, ce qui est le cas normal de la plupart des pentodes H.F. fonctionnant en amplificatrice H.F. ou M.F.

N'importe quel point de cette droite donne la tension écran et le courant écran pour une certaine valeur de la polarisation U_{g1} . Par exemple, si la polarisation est de -2 volts (point d) la tension écran est de 90 volts et le courant correspondant est de 1,8 mA environ. Si la grille est soumise à l'action de la C.A.V., sa polarisation augmente lorsqu'un signal est reçu et passe, par exemple, à -6 volts (point e), qui correspond à une tension de 132 volts environ et un courant de 1,3 mA.

Nous pouvons, sur un réseau de courbes, tel que celui de la figure 115, tracer facilement toute droite correspondant à n'importe quelle valeur de la résistance d'écran R_{g2} . Le raisonnement, pour le faire, est très simple :

Etant donné une certaine valeur de la haute tension (U_b) et une certaine valeur de la résistance d'écran (R_{g2}), il est évident que la tension d'écran sera théoriquement nulle si la totalité de la haute tension est perdue dans la résistance R_{g2} , c'est-à-dire si la chute de tension aux bornes de cette résistance est égale à U_b . Cela nous donne, par le rapport

$$\frac{U_b}{R_{g2}} = I_{g2} ,$$

le point tel que B de l'axe vertical.

De même, la tension écran sera théoriquement égale à la haute tension U_b si le courant I_{g2} est nul, ce qui nous donne le deuxième point, tel que A, de la droite cherchée.

Par exemple, si la haute tension U_b est de 150 volts, et la résistance R_{g2} de 75 000 ohms, nous avons

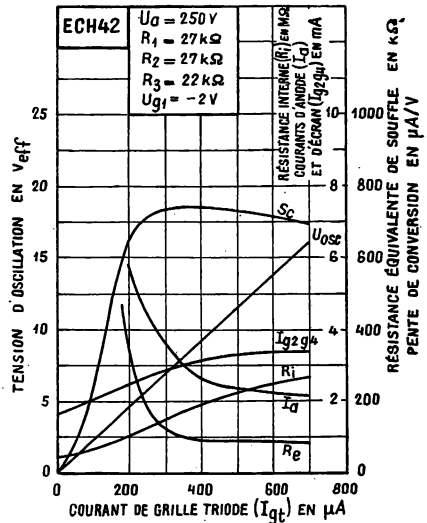
$$\frac{U_b}{R_{g2}} = \frac{150}{75\,000} = 0,002 = 2 \text{ mA},$$

ce qui nous donne le point B_1 . Par ailleurs, le point 150 volts de l'axe horizontal nous donne le point A_1 et nous permet de tracer la droite A_1B_1 correspondant à $R_{g2} = 75\,000$ ohms.

COURBES DU COURANT D'ANODE, DU COURANT D'ÉCRAN, DE LA TENSION D'OSCILLATION, DE LA PENTE DE CONVERSION, DE LA RÉSISTANCE INTERNE ET DE LA RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE DE SOUFFLE EN FONCTION DU COURANT D'OSCILLATION

Un tel ensemble de courbes (fig. 117) accompagne généralement les caractéristiques des lampes changeuses de fréquence du type triode-hexode ou triode-heptode : ECH3, ECH42, UCH42, 6E8, ECH81, etc.

Fig. 117. — Courbes du courant anodique, du courant d'écran, de la tension d'oscillation, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction du courant d'oscillation.



Pour mieux nous rendre compte de la portée et de la signification de ces différentes courbes, nous allons représenter le schéma d'une ECH42 montée en changeuse de fréquence (fig. 118), suivant les données de la figure 117.

Nous devons introduire ici la notion de la *pente de conversion* S_c qui caractérise le mieux le fonctionnement d'une lampe ou d'un étage changeur de fréquence. La pente de conversion s'exprime, comme la pente normale, en milliampères par volt (mA/V) ou en microampères par volt ($\mu\text{A/V}$) et il est toujours recommandé d'avoir S_c aussi élevée que possible.

Les courbes de la figure 117 résument les variations des différentes grandeurs que nous allons passer en revue en fonction du courant d'oscillation, c'est-à-dire du courant qui traverse, en fonctionnement, la résistance de fuite R_3 de la grille triode (I_{gt} de la figure 118).

Tout d'abord nous avons la courbe S_c montrant les variations de la pente de conversion. On voit que si le courant d'oscillation devient inférieur à $200 \mu\text{A}$ cette pente diminue très vite et peut prendre des valeurs ridiculement faibles. La courbe S_c présente un maximum vers $I_{gt} = 350 \mu\text{A}$ et ne diminue que faiblement lorsque le courant I_{gt} augmente.

Nous avons ensuite une courbe U_{osc} (qui est une droite) et qui traduit les variations de la tension d'oscillation (alternative), exprimée en volts efficaces. Pratiquement cette tension alternative est égale à la tension continue que l'on peut mesurer sur la grille triode de la lampe (U_{osc} de la figure 117) et qui est

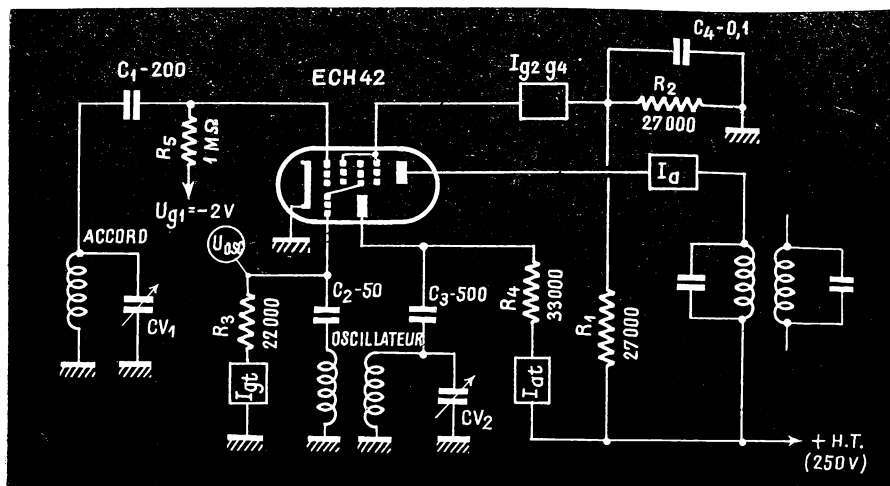


Fig. 118. — Montage normal d'une triode-hexode en changeuse de fréquence.

la chute de tension produite dans R_3 par le courant I_{gt} . La valeur optimum de la pente S_c correspond à une certaine valeur de U_{osc} (environ 8 volts dans le cas de la figure 117) qui doit rester sensiblement la même pour une lampe donnée, quelle que soit la valeur de la résistance R_3 . Par conséquent, si R_3 est de 50 000 ohms, le courant I_{gt} devra être de

$$\frac{8}{50\,000} = 0,00016 \text{ mA} = 160 \mu\text{A}.$$

Ce sont là, évidemment, des chiffres approximatifs, car le courant d'oscillation varie suivant la gamme et suivant la position du C.V. Ce qu'il faut retenir c'est que la pente de conversion devient faible lorsque le courant d'oscillation est inférieur à une certaine valeur.

Nous avons ensuite la courbe I_a traduisant les variations du courant anodique de la partie hexode en fonction du courant d'oscillation. Phénomène auquel on ne pense guère : ce courant anodique peut devenir très élevé (relativement) lorsque la lampe n'oscille pas ou oscille mal.

Le courant d'écran (courbe I_{g2g4}), au contraire, diminue lorsque le courant d'oscillation diminue. Pour cette raison, afin de rendre la tension d'écran à peu près indépendante des conditions d'oscillation on a souvent recours à un diviseur de tension tel que $R_1 - R_2$ de la figure 118, à consommation propre relativement élevée.

La résistance interne (courbe R_i) de l'élément hexode dépend également du courant d'oscillation et sa valeur passe de 450 000 ohms environ à presque 2 MΩ lorsque ce courant varie de 0 à 400 μA .

Enfin, la résistance équivalente de souffle (courbe R_e) est suffisamment faible uniquement pour des valeurs élevées de la pente de conversion S_c et croît très vite lorsque cette pente diminue.

De toute façon cette résistance a une valeur beaucoup plus élevée que celle des penthodes H.F. Elle est, dans le cas de la figure 117, de 80 000 environ au point de fonctionnement, ce qui nous conduit, d'après la formule donnée plus haut, à une tension de bruit

$$V_b = 1,26 \cdot 10^{-8} \times 280 = 3,5 \cdot 10^{-6} \text{ volt},$$

soit 3,5 μ V.

COURBES DU COURANT D'ANODE, DU COURANT D'ÉCRAN, DE LA PENTE DE CONVERSION, DE LA RÉSISTANCE INTERNE ET DE LA RÉSISTANCE ÉQUIVALENTE DE SOUFFLE EN FONCTION DE LA TENSION DE LA GRILLE DE COMMANDE

Ces courbes (fig. 119) traduisent les variations des mêmes grandeurs que celles de la figure 117, mais cette fois en fonction de la polarisation négative appliquée à la grille de commande. En somme, ces courbes nous montrent comment se comporte une lampe changeuse de fréquence, montée suivant le schéma de la figure 118, lorsque la C.A.V. agit sur sa grille.

Les courbes restent les mêmes pour les deux valeurs différentes de la résistance R_3 : 47 000 et 22 000 ohms.

COURBES DE LA PENTE DE CONVERSION EN FONCTION DE LA TENSION DE LA GRILLE DE COMMANDE

Ces courbes (fig. 120) constituent un développement de la courbe S_c de la figure 119, puisque nous avons ici la même courbe, mais tracée pour plusieurs

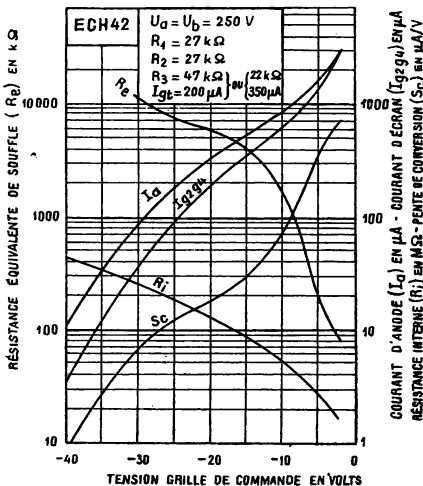


Fig. 119. — Courbes du courant anodique, du courant d'écran, de la pente de conversion, de la résistance interne et de la résistance équivalente de souffle en fonction de la polarisation de la grille de commande.

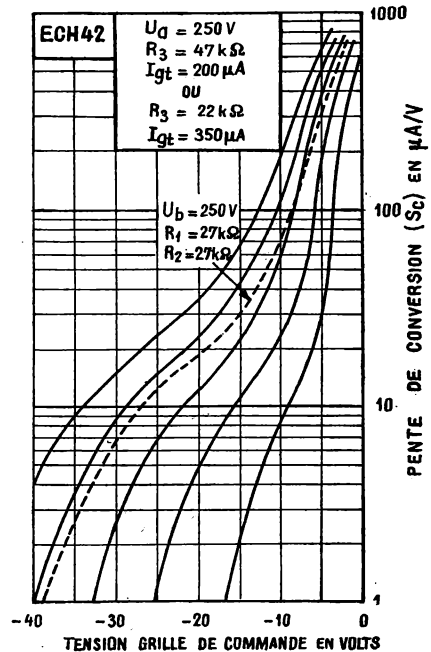


Fig. 120. — (A droite) Courbes donnant la pente de conversion en fonction de la polarisation de la grille de commande.

valeurs de la tension d'écran. Nous pouvons en déduire l'influence de cette tension sur les performances d'une changeuse de fréquence.

En somme, les courbes des figures 117, 119 et 120 nous permettent de choisir le meilleur régime pour une lampe changeuse de fréquence, en nous rappelant qu'il faut toujours rechercher la pente de conversion S_c maximum.

COURBES DE LA TENSION ALTERNATIVE APPLIQUÉE A LA GRILLE, DU COURANT D'ANODE, DU COURANT D'ÉCRAN ET DE LA DISTORSION TOTALE EN FONCTION DE LA PUISSANCE DE SORTIE

Ces courbes, accompagnant les caractéristiques d'une lampe finale de puissance (fig. 121) nous renseignent, en particulier, sur la tension efficace du signal que nous devons appliquer à la grille du tube donné pour obtenir une certaine puissance, sans pour cela dépasser un certain taux de distorsion.

Par exemple, nous voyons sur la figure 121, qu'en appliquant 3 volts efficaces sur la grille d'une EL41 (point *a* de la courbe U_s) nous obtenons une puissance de sortie de 3,15 watts environ, avec une distorsion totale de 7 %.

Si nous ne voulons pas dépasser 5 % de distorsion (point *b* de la courbe d_{tot}), nous devons ramener la tension U_s à 2,4 volts environ (point *c*), ce qui correspondra à une puissance de sortie de 2,4 watts.

La portion de la courbe U_s que l'on voit à gauche et en haut de la figure 121 n'est autre chose que l'agrandissement de la partie de cette courbe qui correspond aux faibles valeurs de la tension U_s et, par conséquent, aux valeurs également faibles de la puissance de sortie.

Cette courbe « étalée » est particulièrement utile lorsqu'on cherche à déterminer la tension d'attaque U_s qui correspond à une puissance de sortie standard de 50 mW. On voit que dans le cas d'une EL41 cette puissance correspond à une tension U_s de 0,32 volt environ.

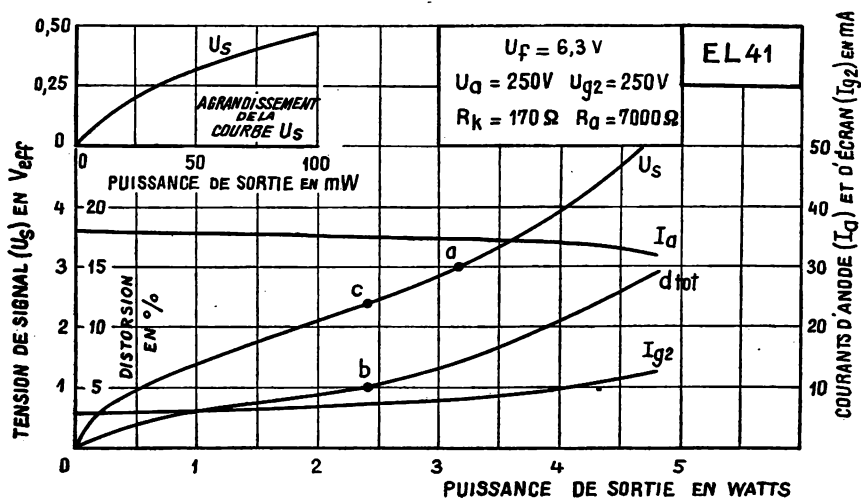


Fig. 121. — Courbes de la puissance de sortie d'une lampe finale.

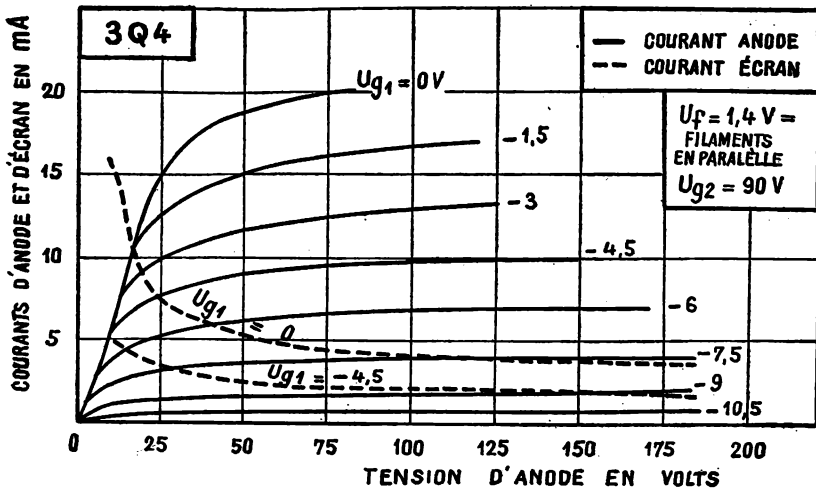


Fig. 122. — Courbes du courant d'anode et du courant d'écran en fonction de la tension d'anode.

Les courbes de la figure 121 sont valables pour les conditions bien déterminées de fonctionnement. En l'occurrence, nous voyons qu'il s'agit d'une EL41 fonctionnant avec 250 volts à la plaque et à l'écran, une impédance de charge R_a de 7000 ohms et une résistance de polarisation R_k de 170 ohms.

COURBES DU COURANT D'ANODE ET DU COURANT D'ÉCRAN EN FONCTION DE LA TENSION D'ANODE

Ces courbes (fig. 122) se rapportent le plus souvent aux lampes finales, mais leur allure générale, puisqu'il s'agit de penthodes ou de tétrodes, est la même que celle des courbes des figures 107 et 108, du moins en ce qui concerne les courbes du courant d'anode.

Mais nous y voyons également deux courbes du courant d'écran, tracées ici, respectivement, pour des polarisations de 0 et de $-4,5$ volts, la tension d'écran étant supposée fixe et égale à 90 volts.

On voit que le courant d'écran augmente au fur et à mesure que la tension plaque diminue. De sorte que si la tension plaque devient nulle, le courant d'écran peut prendre une valeur relativement élevée, sensiblement égale au courant anodique normal de la lampe. Cela nous explique, en particulier, pourquoi l'écran d'une lampe finale rougit lorsque son circuit plaque se trouve coupé, par accident (coupure du primaire du transformateur de sortie, par exemple).

COURBES DE LA PUISSANCE DE SORTIE ET DE LA DISTORSION TOTALE EN FONCTION DE LA RÉSISTANCE DE CHARGE

Ces courbes (fig. 123) montrent l'importance de la résistance de charge R_a pour le fonctionnement correct d'une lampe finale de puissance.

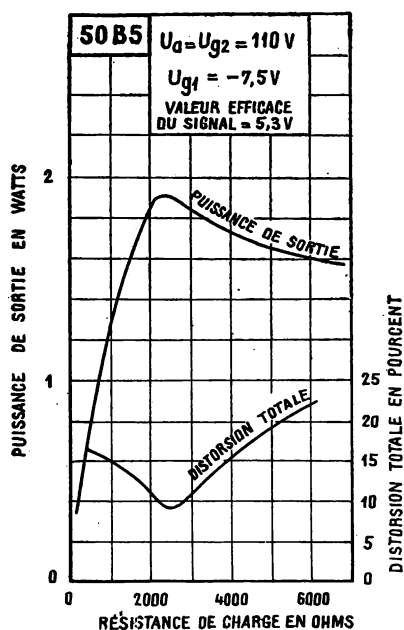


Fig. 123. — Variations de la puissance de sortie et de la distorsion en fonction de l'impédance de charge.

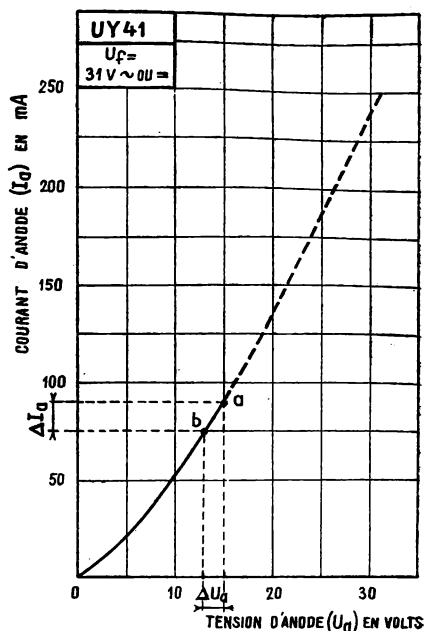


Fig. 124. — Courbe définissant le comportement d'une valve redresseuse en courant continu.

On voit que la courbe de puissance présente un maximum très net pour une charge de sortie égale à 2500 ohms très sensiblement, et que cette valeur de R_a correspond également à un minimum de distorsion.

Lorsque la résistance (ou l'impédance) de charge est inférieure à 2500 ohms, la puissance de sortie diminue très vite, tandis que la distorsion augmente.

Or, il n'est pas difficile de voir que certaines combinaisons malheureuses de transformateurs de sortie et de bobines mobiles peuvent conduire à des impédances de charge nettement incorrectes.

Supposons, par exemple, que nous ayons un transformateur de sortie correctement adapté à une bobine mobile de 4 ohms. Pour une impédance de charge de 2500 ohms cela nous fait un transformateur de rapport

$$n = \sqrt{\frac{2500}{4}} = \sqrt{625} = 25.$$

Pour une certaine raison nous sommes obligés de remplacer le haut-parleur seul et choisissons, sans y prendre garde un haut-parleur ayant une bobine

mobile de 20 ohms. Comme le rapport n du transformateur ne varie pas, l'impédance résultante R_a sera évidemment

$$R_a = 2 n^2 = 1250 \text{ ohms} .$$

Avec cette valeur, la puissance maximum de sortie n'excédera guère 1,4 watt (au lieu de 1,9 watt), tandis que la distorsion atteindra presque 15 %, au lieu de 9 %.

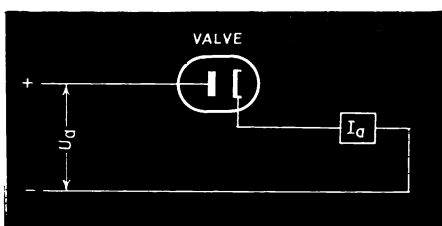
L'exemple contraire, c'est-à-dire une bobine mobile 4 ohms remplacée par une autre de 2 ohms nous conduirait à une impédance de charge de 5000 ohms, avec, pour résultat, une puissance légèrement inférieure, mais une distorsion atteignant presque 20 %.

Il faut noter cependant que toutes les lampes finales ne sont pas aussi critiques.

COURBES DU COURANT ANODIQUE D'UN TUBE REDRESSEUR

Une telle courbe (fig. 124) accompagne très souvent les caractéristiques d'une valve destinée au redressement de la haute tension.

Fig. 125. — Montage d'une valve correspondant à la courbe de la figure 124.



Elle nous montre, et il est utile de le souligner, comment varie le courant d'anode lorsqu'une tension *continue* lui est appliquée et que la valve débite sur un court-circuit (fig. 125).

Au point de vue pratique une telle courbe nous indique tout d'abord, par l'extrémité *a* du trait plein, la limite à ne pas dépasser pour le courant d'anode, autrement dit pour le courant redressé que la valve considérée peut nous donner.

Ensuite, à l'aide de la même courbe, nous pouvons déterminer graphiquement la résistance interne de la valeur, valeur utile à connaître pour prévoir la chute de tension dont nous devons tenir compte dans le calcul d'un redresseur.

En effet, nous pouvons assimiler la courbe de la figure 124 à la courbe d'une triode et appliquer la même définition pour la résistance interne : rapport d'une certaine variation de la tension d'anode à la variation correspondante du courant anodique, c'est-à-dire

$$R_i = \frac{\Delta U_a}{\Delta I_a} .$$

Dès lors, il suffit de prendre, sur la portion rectiligne de la courbe, un deuxième point, *b*, et de constater que pour les points *a* et *b* une variation de

la tension $\Delta U_a = 2$ volts correspond à une variation du courant anodique $\Delta I_a = 15$ mA. La résistance interne de la valve sera, par conséquent,

$$R_i = \frac{2}{0,015} = 135 \text{ ohms environ.}$$

Nous voyons donc que dans un récepteur tous-courants équipé d'une UY41 et ayant un débit total en haute tension de 60 à 70 mA nous perdons déjà une dizaine de volts dans la valve. Et il faut noter que la UY41 peut être

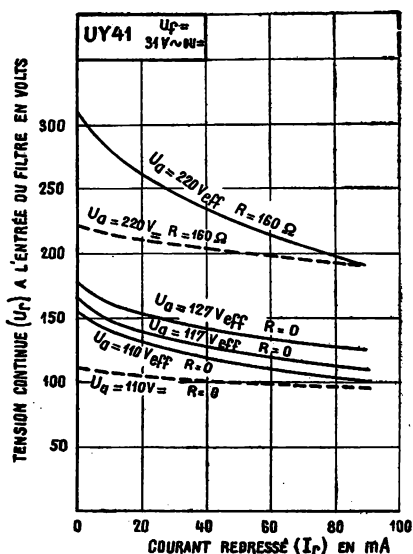


Fig. 126. — Courbes de charge d'un tube redresseur définissant son fonctionnement en courant alternatif.

considérée comme une valve à résistance interne relativement faible, puisque certaines valves pour alternatif présentent une résistance de l'ordre de 300 ohms et plus.

COURBES DE CHARGE D'UN TUBE REDRESSEUR

Ces courbes (fig. 126) nous renseignent sur la tension redressée dont nous pouvons disposer sur la cathode d'une valve, c'est-à-dire à l'entrée du filtre (fig. 127), en fonction du courant débité et de la capacité d'entrée du filtre (C_1). A noter que les courbes en trait interrompu de la figure 126 correspondent à l'utilisation sur réseaux continus, et que la résistance de protection R ne devient nécessaire que si la tension, alternative ou continue, appliquée à l'anode dépasse 127 volts.

Plusieurs remarques sont à faire au sujet de ces courbes. On voit qu'à tension d'alimentation U_a égale, le cas de l'alternatif est beaucoup plus avantageux que celui du continu, du moins pour des valeurs faibles et moyennes du courant redressé. Dans le cas de l'alternatif, la tension redressée à vide ($I_r = 0$) est égale à $U_a \sqrt{2}$, soit $1,41 U_a$. Dans le cas du continu, la tension U_r à vide est égale à la tension nominale du réseau, soit U_a .

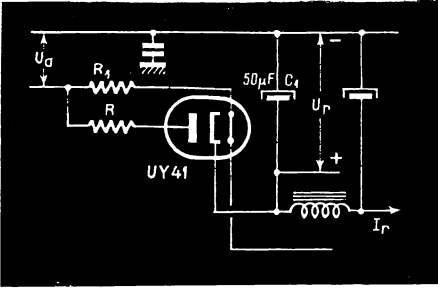


Fig. 127. — Montage normal d'une valve redresseuse monoplaque.

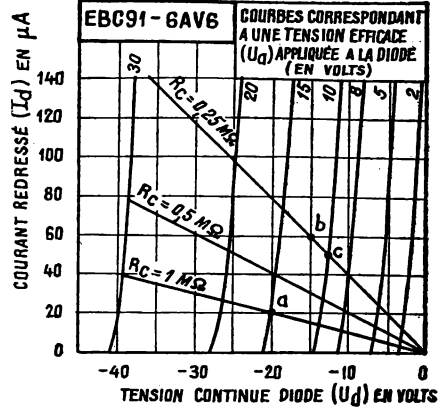


Fig. 128 (ci-dessus). — Réseau de droites de charge d'une diode détectrice.

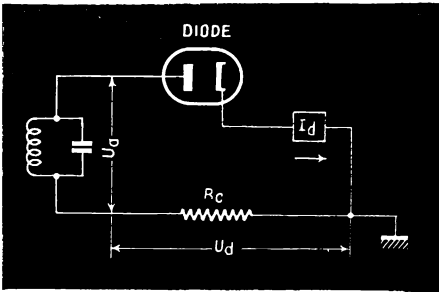


Fig. 129 (ci-contre). — Montage normal d'une diode détectrice.

Les courbes en trait interrompu (pour continu) nous permettent, si nous ne disposons pas de courbe analogue à celle de la figure 124, de déterminer la résistance interne R_i de la valve. En effet, on voit, pour le cas du 220 V, que la chute de tension dans la valve et la résistance R de 160 ohms est de 25 volts environ lorsque le courant I_r est de 80 mA. La résistance totale en circuit est donc

$$R + R_i = \frac{25}{0,08} = 310 \text{ ohms,}$$

soit 150 ohms pour la résistance R_i .

CARACTÉRISTIQUES DE DÉTECTION D'UNE DIODE

Le fonctionnement d'une diode montée en détectrice suivant le schéma classique de la figure 129 peut être caractérisé par le réseau de courbes de la figure 128.

Le tracé des droites dites de charge, correspondant, chacune, à une valeur de la résistance de charge R_c , est très simple. Chacune de ces droites passe par le point O de l'échelle des tensions continues et aussi par un point obtenu en faisant le rapport U_a/R_c . C'est ainsi que la droite $R_c = 1 \text{ M}\Omega$ passe par le point a tel que $20/1\,000\,000 = 0,00002 \text{ A} = 20 \mu\text{A}$, et la droite $R_c = 0,25 \text{ M}\Omega$ par le point b tel que $15/250\,000 = 0,00006 \text{ A} = 60 \mu\text{A}$.

Les mêmes courbes nous montrent, par exemple, que si la tension H.F. appliquée à la diode est de 10 volts efficaces ($U_a = 10$) et la résistance de charge de 250 000 ohms, la tension U_d sera très sensiblement de — 13 volts (point c).

L'allure des courbes peut varier d'une diode à l'autre, mais le principe reste le même.

3. — Utilisation des courbes

Les différentes courbes que nous avons examinées nous permettent de déterminer les conditions particulières de fonctionnement, même lorsque ces conditions s'écartent de celles indiquées sur ces courbes.

PENTE DYNAMIQUE

Il est évident que la pente dynamique, que nous appellerons S_d , et qui représente la *pente réelle* d'un tube en fonctionnement, est toujours plus faible que la pente statique indiquée par les caractéristiques ou déterminée graphiquement à l'aide de certaines courbes.

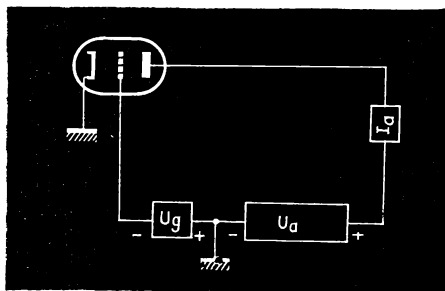


Fig. 130. — Fonctionnement d'un tube électronique sans charge anodique.

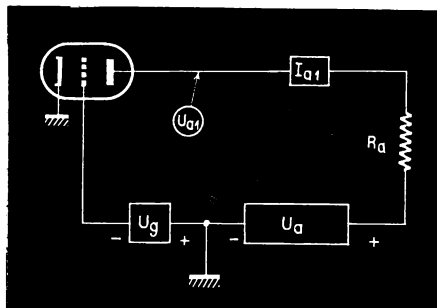


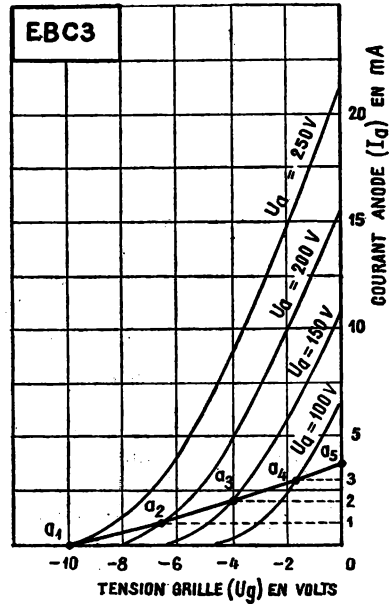
Fig. 131. — Fonctionnement d'un tube électronique avec une charge anodique.

En effet, les courbes de la figure 109, par exemple, nous montrent que la pente statique S diminue lorsque le courant anodique diminue. Or, la pente statique est celle que l'on détermine en relevant les caractéristiques de la lampe en absence de toute charge anodique R_a (fig. 130). Si, sans rien changer aux valeurs U_a et U_g , nous introduisons une certaine résistance de charge R_a dans le circuit anodique (fig. 131), le courant anodique prendra une valeur I_{a1} , inférieure à I_a et, par conséquent, la pente de la lampe diminuera, prenant une nouvelle valeur S_1 que nous appellerons *pente dynamique* S_d pour une résistance de charge égale à R_a , un courant anodique ayant une certaine valeur I_{a1} , une polarisation bien déterminée $-U_g$ et la haute tension égale à U_a .

En un mot, une certaine valeur de pente dynamique n'est valable que pour certaines conditions bien déterminées de fonctionnement. Dans le cas de la figure 131 (triode), la modification de U_g , de U_a ou de R_a entraîne une modification de la pente dynamique S_d .

Dans le cas d'une penthode il faut y ajouter encore l'influence de la tension écran.

Fig. 132. — Construction graphique de la caractéristique dynamique à partir des caractéristiques statiques.



Pour déterminer la pente dynamique plusieurs procédés peuvent être employés.

1. — La mesure du courant anodique nous permet de déterminer immédiatement cette pente à l'aide des courbes telles que celles de la figure 109, lorsqu'il s'agit d'une triode.

2. — Si l'on dispose d'un réseau de courbes I_a/U_g , tel que celui de la figure 132, il est facile de tracer la courbe dynamique U_g/I_a pour une certaine valeur de la résistance de charge R_a , par exemple $R_a = 50\,000$ ohms.

Supposons que la haute tension d'alimentation (U_a de la figure 131) soit de 250 V. Lorsqu'une tension alternative est appliquée à la grille de la lampe, le point de fonctionnement se déplace non plus le long de la courbe $U_a = 250$ V, mais le long de la courbe telle que $a_1 a_2 a_3 a_4$ dont les différents points sont déterminés de la façon suivante.

Lorsque la valeur instantanée de la tension alternative appliquée à la grille est telle que le courant anodique s'annule, la chute de tension dans la résistance R_a est nulle et la tension appliquée à l'anode de la lampe est

$$U_a = 250 \text{ V.}$$

Nous obtenons donc le point a_1 répondant à ces deux conditions : $U_a = 250 \text{ V}$; $I_a = 0$.

Il n'est pas difficile de voir que la tension à l'anode sera de 200 volts lorsque la chute de tension dans la résistance R_a sera de 50 volts, c'est-à-dire lorsque la tension instantanée appliquée à la grille déterminera un courant anodique

$$\frac{50}{50\,000} = 0,001 = 1 \text{ mA} .$$

Cela nous donne le point a_2 ($U_a = 200 \text{ V}$; $I_a = 1 \text{ mA}$).

Un raisonnement analogue nous donnera les points a_3 et a_4 et nous permettra de tracer la courbe correspondante, qui est pratiquement une droite.

Nous pouvons alors, en partant de cette droite, définir la pente dynamique S_d qui, rappelons-le, montre de combien de milliampères varie le courant anodique lorsque la tension appliquée à la grille varie de 1 volt. Autrement dit la pente dynamique sera représentée par le rapport

$$\frac{0 a_5}{0 a_1} = \frac{3,8}{10} = 0,38 \text{ mA/V} .$$

3. — La pente dynamique S_d peut être déterminée directement par le calcul, lorsqu'on connaît la pente statique S , la valeur de la résistance interne R_i et la résistance de charge R_a .

Nous avons alors

$$S_d = \frac{R_i S}{R_i + R_a} .$$

En appliquant cette formule au cas d'une EBC3 ($R_i = 15\,000 \text{ ohms}$ et $S = 2 \text{ mA/V}$) dont $R_a = 50\,000 \text{ ohms}$, nous obtenons

$$S_d = \frac{15\,000 \times 0,002}{65\,000} = 0,00046 ,$$

soit 0,46 mA/V. La différence avec le chiffre obtenu par la construction graphique de la figure 132 vient du fait que la formule ci-dessus est basée sur la valeur statique de R_i , supposée fixe. Or, nous l'avons vu, cette valeur varie assez sensiblement avec le courant anodique. Par ailleurs, la précision d'une construction graphique est souvent très relative et les résultats obtenus ne peuvent indiquer qu'un ordre de grandeur.

Lorsqu'il s'agit d'une penthode, la pente dynamique S_d se rapproche souvent de la pente statique, car la résistance interne R_i est généralement 6 à 10 fois plus élevée que la résistance de charge R_a . De plus, lorsqu'il s'agit de charges non pas purement ohmiques, mais réactives (inductances H.F. ou B.F.) l'impédance de charge Z_a s'additionne vectoriellement avec la résistance

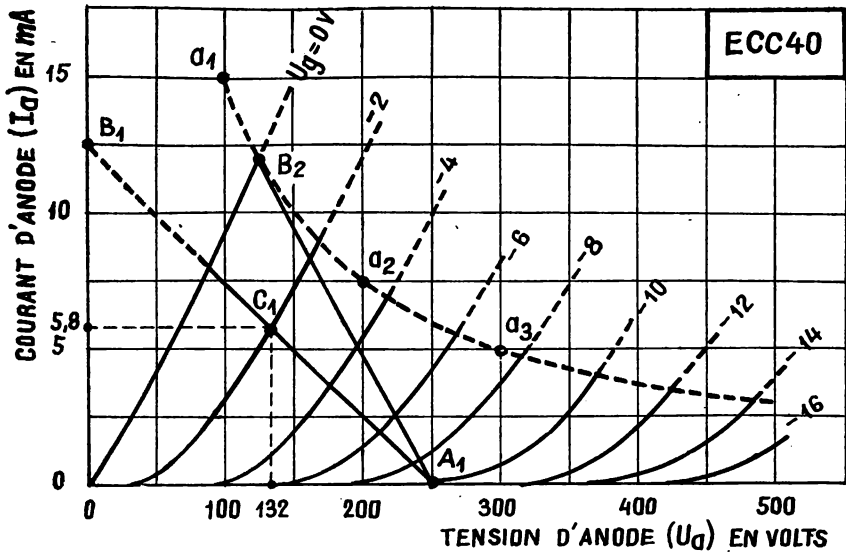


Fig. 133. — Allure générale des droites de charge d'une triode et courbe de la dissipation maximum admissible.

interne, ce qui rend prédominant le rôle de la résistance interne dans la formule ci-dessus.

Nous verrons, plus loin, d'autres procédés graphiques permettant de calculer rapidement la pente dynamique d'une lampe dans certaines conditions.

DROITES DE CHARGE D'UNE TRIODE

Un réseau de courbes U_a/I_a d'une triode (fig. 133) nous permet de déterminer rapidement les conditions d'utilisation de la lampe donnée dans toutes les circonstances.

Il est cependant prudent, avant de commencer ce travail, de tracer la limite de la dissipation maximum ($W_{\max}$), indiquée toujours pour chaque tube dans la rubrique « Caractéristiques limites ».

Pour une ECC40, dont la figure 133 représente les courbes U_a/I_a , la dissipation maximum d'anode est de 1,5 watt, ce qui nous donne un courant anodique maximum de 15 mA pour $U_a = 100$ volts, de 7,5 mA pour $U_a = 200$ volts, de 5 mA pour $U_a = 300$ volts, etc... Les différents points tels que a_1 , a_2 , a_3 ainsi obtenus sur le graphique nous permettent de tracer la courbe limite de la dissipation maximum d'anode. La lampe devra toujours fonctionner de façon qu'il n'y ait aucune incursion au-dessus de cette courbe.

Supposons maintenant que nous ayons une triode montée en amplificateur à résistances suivant le schéma de la figure 134. Lorsqu'une tension alternative est appliquée à la grille de la lampe, le courant anodique oscille autour de la valeur de repos I_a et nous pouvons admettre que les pointes négatives de la tension appliquée à la grille arrivent à « bloquer » la lampe, c'est-à-dire à annuler le courant anodique, tandis que les pointes positives provoquent un courant anodique tel que la tension à l'anode devient nulle

Dans le premier cas nous aurons ($I_a = 0$)

$$U_a = U_b,$$

c'est-à-dire que la tension à l'anode est égale à la haute tension d'alimentation.

Dans le second cas (I_a maximum) nous aurons

$$U_a = 0,$$

donc

$$R_a I_a = U_b.$$

Ces deux cas extrêmes nous permettent de définir deux points. Le premier, A_1 , sera situé sur l'axe horizontal (fig. 133), celui des tensions anodiques, et représentera tout simplement la haute tension d'alimentation (dans notre cas 250 volts, par exemple).

Le second, B_1 , situé sur l'axe vertical, celui des courants anodiques, représentera le rapport

$$I_a = \frac{U_b}{R_a}.$$

Il est évident que le point A_1 reste fixe tant que la haute tension d'alimentation n'est pas modifiée, tandis que le point B_1 varie suivant la valeur de R_a .

Les deux points nous permettent de tracer une droite $A_1 B_1$ qui, pour $R_a = 20\,000$ ohms par exemple, définira entièrement le comportement de la lampe pour cette valeur de la résistance de charge. Nous avons alors le point B_1 défini par

$$I_a = \frac{250}{20\,000} = 0,0125 \text{ A} = 12,5 \text{ mA}.$$

Nous voyons, par exemple, que si la polarisation est $U_g = -2 \text{ V}$ (point C_1), le courant anodique est de 5,8 mA environ et la tension à l'anode 132 volts très sensiblement.

Pour le point C_1 et, en général, pour n'importe quel point de la droite $A_1 B_1$, la relation

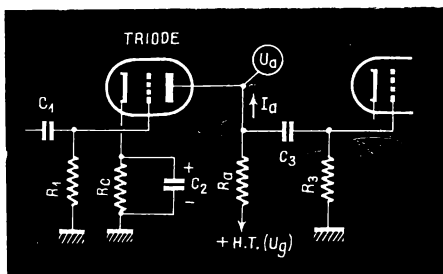
$$\frac{U_b - U_a}{I_a} = 20\,000 \text{ ohms}$$

est satisfaite.

RÉSISTANCE DE CHARGE MINIMUM

Si l'on veut pouvoir « moduler » une lampe à fond, les points positifs de la tension appliquée à la grille atteignant le point $U_g = 0$, la courbe de dissipation d'anode maximum nous impose une limite minimum à ne pas dépasser pour R_a .

Fig. 134. — Montage normal d'une triode en amplificatrice à résistances-capacité.



Ainsi, sur la figure 133 nous voyons que la droite $A_1 B_2$ représente la résistance de charge minimum admissible, dont la valeur sera donnée par les coordonnées du point B_2 , soit $I_a = 12 \text{ mA}$ ($0,012 \text{ A}$) et $U_a = 125 \text{ volts}$. Par conséquent, nous avons

$$R_a = \frac{250 - 125}{0,012} = \frac{125}{0,012} = 10\,000 \text{ ohms environ.}$$

Si la résistance de charge est plus faible que cette valeur limite minimum, il faut s'arranger pour que la tension alternative appliquée à la grille ne dépasse pas la courbe de dissipation anodique maximum et polariser la lampe en conséquence.

TENSION ALTERNATIVE MAXIMUM ADMISSIBLE SUR LA GRILLE. DISTORSION

Lorsqu'une résistance de charge quelconque, par exemple $R_a = 50\,000 \text{ ohms}$ (fig. 135), est introduite dans le circuit anodique d'une triode, la droite de charge correspondante coupe un certain nombre de courbes de polarisation.

Si nous polarisons la grille de la lampe à $-1,5 \text{ volt}$, le point de fonctionnement se situera en A_1 et correspondra, comme on le voit à un courant de repos $I_a = 1,6 \text{ mA}$ et à une tension à l'anode $U_a = 170 \text{ volts}$.

Lorsqu'une tension alternative est appliquée sur la grille, le point de fonctionnement se déplacera sur la droite de charge correspondante : pour les alternances positives il se dirigera vers B_1 et pour les alternances négatives dans le sens contraire.

Il est évident que dans le sens de A_1 vers B_1 l'amplitude de la tension appliquée à la grille est limitée par le point B_1 , correspondant à la polarisation nulle ($U_g = 0$).

Il est également évident que dans l'autre sens l'amplitude de la tension appliquée à la grille atteindra la courbe de polarisation symétrique de B_1 par rapport à A_1 , c'est-à-dire la courbe correspondant à $U_g = -3$ V (point C_1).

Donc, l'amplitude de la tension appliquée à la grille ne pourra pas dépasser 1,5 volt, ce qui correspond à 1,07 volt efficace.

Projetons maintenant les points A_1 , B_1 et C_1 sur l'axe horizontal. Nous obtenons les points a_1 , b_1 et c_1 délimitant les tensions suivantes :

$$a_1 b_1 = 64 \text{ volts ;}$$

$$a_1 c_1 = 48 \text{ volts .}$$

Donc, les alternances positives de la tension appliquée à la grille provoquent des variations de tension anodique plus importantes que celles provoquées par les alternances négatives, ce qui signifie que la polarisation est trop élevée. On dit qu'il y a de la distorsion, et on peut même, si l'échelle est suffisante, évaluer le taux de l'harmonique 2. Si l'on désigne par m le rapport

$$\frac{a_1 b_1}{a_1 c_1} = m ,$$

le taux t , en %, sera donné par la relation

$$t = \frac{50 (m - 1)}{m + 1} .$$

Dans notre cas nous avons, puisque $m = 64/48 = 1,33$

$$t = \frac{16,5}{2,33} = 7,1 \text{ \% ,}$$

ce qui est beaucoup. Le remède consiste à diminuer la polarisation à — 1 volt environ, ce qui réduit d'autant la tension que nous pouvons appliquer sur la grille.

Si nous adoptons une résistance de charge $R_a = 100\,000$ ohms, la droite de charge sera $B_2 A_2 C_2$ et le point de fonctionnement, pour une même valeur de polarisation ($U_g = -1,5$ V) sera A_2 .

Nous voyons que le rapport m ne sera alors que

$$\frac{73}{62} = 1,18 ,$$

ce qui entraîne un taux de distorsion de 4,1 % environ. La polarisation gagnerait cependant à être très légèrement diminuée.

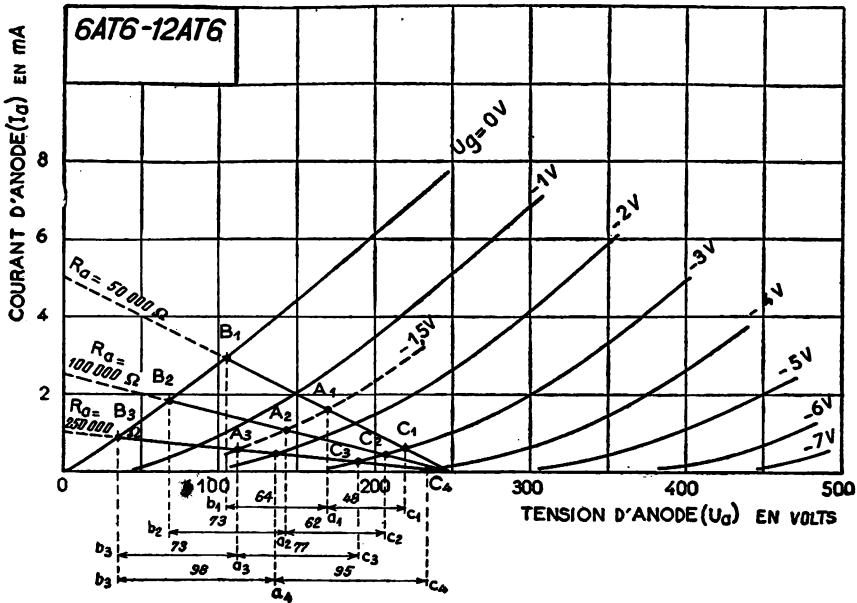


Fig. 135. — Calcul graphique du taux de distorsion pour un certain nombre de droites de charge.

Enfin, si nous adoptons, une résistance de charge $R_a = 250\,000$ ohms (droite de charge $B_3 A_3 C_3$ et point de fonctionnement A_3) le rapport m sera

$$\frac{77}{73} = 1,05,$$

(on inverse le rapport de façon à avoir $m - 1$ positif) et le taux de distorsion est voisin de 1,2 %.

On voit même qu'il est possible, avec la résistance de charge de 250 000 ohms, de porter la polarisation à -2 volts (point de fonctionnement A_4), ce qui donne un rapport $m = 1,03$ et, par conséquent, un taux de distorsion pratiquement négligeable, tout en permettant d'attaquer la grille avec une tension plus élevée : 1,4 volt efficace environ maximum.

Tout cela montre que, contrairement à ce que l'on pense souvent, ce n'est pas en diminuant la résistance de charge R_a que l'on arrive à augmenter l'admission grille.

GAIN D'UN ÉTAGE ET PENTE DYNAMIQUE

Une droite de charge tracée sur un réseau de courbes, tel que celui de la figure 135, nous permet d'évaluer immédiatement le gain de l'étage correspondant (compte non tenu de l'influence des éléments de liaison C_3 et R_3 de la figure 134).

En effet, si nous prenons, par exemple, $R_a = 50\,000$ ohms, nous voyons qu'une tension de 1,5 V appliquée à la grille correspond aux variations de la tension d'anode de

$$\frac{b_1 c_1}{2} = 56 \text{ volts.}$$

Par conséquent, le gain de l'étage sera, dans ces conditions

$$\frac{56}{1,5} = 37.$$

On voit que le gain croît lorsque la résistance R_a augmente. Ainsi, lorsque $R_a = 100\,000$ ohms, le gain est égal à 45, et lorsque $R_a = 250\,000$ ohms le gain atteint 50 avec une polarisation de — 1,5 V.

La figure 135 nous offre encore un moyen de déterminer la pente dynamique d'un tube pour une valeur donnée de R_a . Cette pente étant, par définition, la variation de l'intensité anodique pour une variation de la tension appliquée à la grille de 1 volt, nous voyons que, pour $R_a = 50\,000$ ohms, la variation de 1 volt de la tension appliquée à la grille, autour du point de fonctionnement A_1 , provoque une variation du courant anodique de 0,8 mA très sensiblement. La pente dynamique est donc

$$S_d = \frac{0,0008}{1} = 0,8 \text{ mA/V.}$$

RÉSISTANCE DE POLARISATION

Lorsqu'une lampe amplificatrice est polarisée à l'aide d'une résistance de cathode telle que R_c (fig. 134) deux sortes de questions peuvent se poser lors de l'établissement de ce schéma.

a. — Etant donné une certaine valeur de R_a , quelle valeur doit-on donner à R_c pour obtenir une certaine polarisation — U_g .

b. — Etant donné une certaine valeur de R_c , quelle est la polarisation obtenue avec une certaine valeur de R_a .

La réponse à la première question est immédiate, puisque la valeur de R_c est donnée par le rapport

$$R_c = \frac{U_g}{I_a},$$

U_g étant la polarisation nécessaire et I_a l'intensité au point de fonctionnement.

Par exemple, si dans le cas de la figure 136 et pour $R_a = 25\,000$ ohms nous voulons polariser la grille à — 2 volts (point a_1), nous devons prendre une résistance telle que

$$R_c = \frac{2}{0,0046} = 435 \text{ ohms.}$$

La seconde question est un peu plus compliquée et nous oblige à tracer les « droites de charge » de cathode pour un certain nombre de valeurs de R_c .

Ces courbes se tracent de la façon suivante. Prenons, par exemple, $R_c = 500$ ohms. Il est évident qu'une polarisation de -1 V sera obtenue pour $I_a = 2$ mA, ce qui nous donne le point A_1 de la figure 136. De même, nous obtenons -2 volts pour $I_a = 4$ mA (point B_1) et -3 volts pour $I_a = 6$ mA (point C_1).

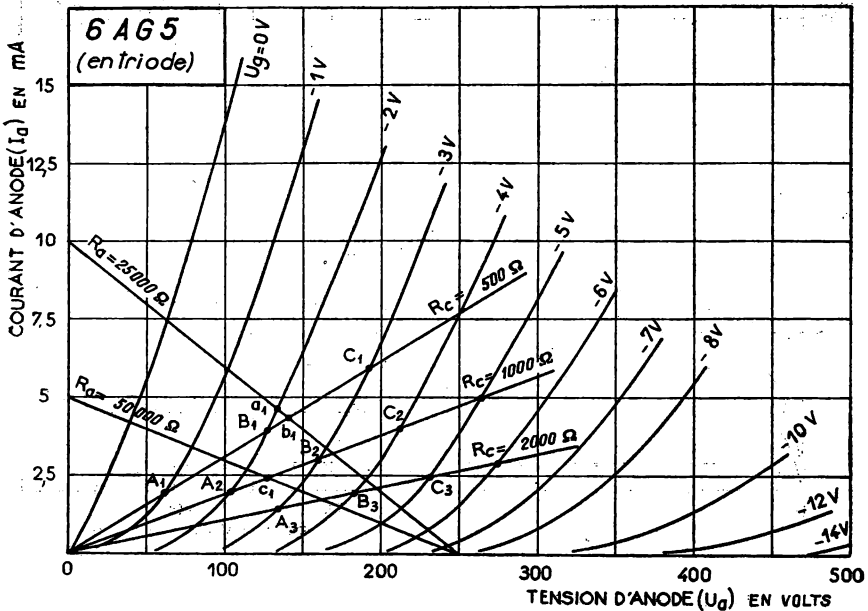


Fig. 136. — Calcul graphique des résistances de cathode nécessaires pour obtenir une certaine polarisation.

Nous traçons donc la droite $A_1 B_1 C_1$, qui passe obligatoirement par le point 0 du graphique et qui correspond à $R_c = 500$ ohms.

De la même façon nous traçons les droites $A_2 B_2 C_2$ et $A_3 B_3 C_3$ qui correspondent, respectivement, à $R_c = 1000$ et $R_c = 2000$ ohms.

Les points d'intersection de ces droites avec les droites de charge R_a nous donnent immédiatement la polarisation obtenue avec la valeur correspondante de R_c . Nous voyons, par exemple, qu'avec la droite $R_a = 25\,000$ ohms et $R_c = 500$ ohms la polarisation sera de $-2,25$ volts très sensiblement (point b_1). Avec $R_a = 50\,000$ ohms et $R_c = 1000$ ohms la polarisation sera de $-2,4$ volts environ.

DROITES DE CHARGE D'UNE PENTHODE

Les courbes U_a/I_a des penthodes utilisables pour l'amplification B.F. en tension sont généralement établies (dans les notices des constructeurs) pour des tensions d'écran assez élevées : 100 à 150 volts, ce qui les rend pratiquement inutilisables pour le tracé des droites de charge, sauf pour des valeurs faibles de R_a , ce qui est rarement le cas.

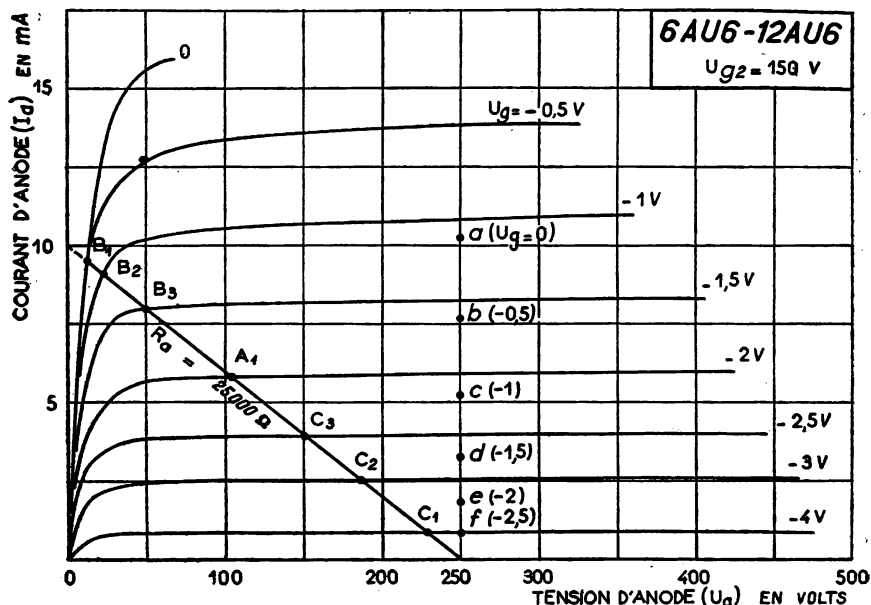


Fig. 137. — Réseau de courbes U_a/I_a d'une penthode tracées pour une tension d'écran de 150 V.

Par exemple, si nous prenons le cas de la figure 137, qui représente le réseau de courbes tracées pour une tension d'écran de $U_{g2} = 150$ volts, nous voyons que déjà avec une résistance R_a de 25 000 ohms, seule la portion $B_2 C_2$ de la droite correspondante est utilisable ($A_1 B_2$ sensiblement égal à $A_1 C_2$, donc peu de distorsion). Si nous prenons la totalité du segment $B_1 C_1$ il est visible que la distorsion sera considérable ($A_1 B_1$ beaucoup plus petit que $A_1 C_1$).

Il nous faut donc pouvoir tracer le réseau U_a/I_a d'une penthode pour une tension d'écran beaucoup plus faible : 50 à 75 volts ou même moins.

Le plus souvent les courbes U_a/I_a publiées par les constructeurs de lampes sont accompagnées de courbes auxiliaires permettant de tracer, plus ou moins approximativement, un réseau U_a/I_a pour des valeurs plus faibles de la tension d'écran. Ainsi, les courbes de la figure 138 montrent comment

varie le courant anodique d'une 6AU6 lorsque la tension d'écran passe de 50 volts (courbe 1), à 75 volts (courbe 2), à 100 volts (courbe 3), et enfin à 150 volts (courbe 4), la tension anodique étant de 250 V. Les courbes A, B et C traduisent les variations du courant d'écran pour les tensions de 50 (courbe A), 100 (courbe B) et 150 volts (courbe C).

En nous aidant des courbes de la figure 138 nous pouvons « transposer » les courbes de la figure 137 pour les tensions d'écran inférieures.

Les courbes de la figure 138 étant établies pour une tension $U_a = 250$ volts nous traçons une verticale passant par $U_a = 250$ volts (fig. 137). Nous voyons (fig. 138) qu'avec une tension écran de 100 volts, la courbe $U_g = 0$ passe à 10,2 mA et marquons le point correspondant (a) sur la verticale $U_a = 250$ V de la figure 137.

Au fur et à mesure que les courbes « descendent », leur « horizontalité » s'accroît et leur courbure extrême se trouve reculée de plus en plus vers la gauche, de sorte que nous pouvons admettre, sans grande erreur que la courbe $U_g = 0$ pour $U_{g2} = 100$ volts suivra très sensiblement le tracé de la courbe $U_g = -1$ V pour $U_{g2} = 150$ V.

En continuant de la même façon nous marquons successivement, sur la figure 137 :

- point *b* correspondant à $U_g = -0,5$ V ;
- point *c* » à $U_g = -1$ V ;
- point *d* » à $U_g = -1,5$ V ;
- point *e* » à $U_g = -2$ V ;
- point *f* » à $U_g = -2,5$ V.

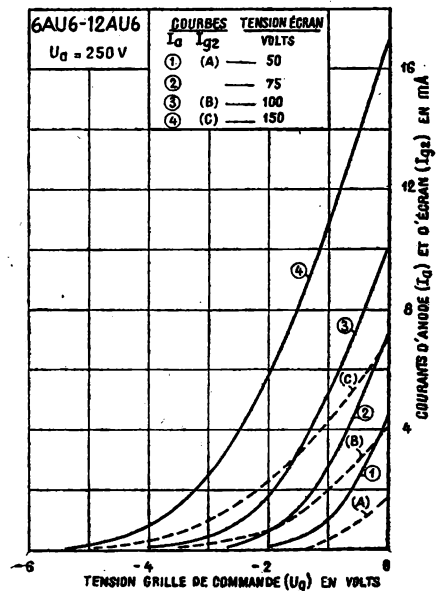


fig. 138. — Courbes montrant la variation du courant anodique lorsque la tension d'écran varie."

En traçant les courbes correspondantes (à une échelle verticale différente), nous obtenons le réseau de la figure 139, pour $U_{g2} = 100$ volts.

Sur ce même réseau nous pouvons, de la même façon que ci-dessus, marquer les points a_1, b_1 , etc... correspondant aux différentes valeurs de U_g pour $U_{g2} = 75$ V, et nous obtenons alors les courbes en trait interrompu.

TENSION ALTERNATIVE MAXIMUM ADMISSIBLE SUR LA GRILLE. DISTORSION

Tout ce que nous avons dit à propos des triodes sur l'amplitude maximum de la tension appliquée à la grille reste valable pour les penthodes, mais les choses se compliquent, au point de vue de la distorsion à cause de l'allure très différente des courbes.

Si nous reprenons le réseau de la figure 137 et la droite de charge tracée pour $R_a = 25\ 000$ ohms, nous voyons que l'amplification reste symétrique entre B_2 et C_2 lorsque le point de fonctionnement est en A_1 , car $A_1B_2 = A_1C_2$ très sensiblement. Il n'y a donc pas de distorsion par harmonique 2, dont l'effet est, avant tout, la dissymétrie de la courbe par rapport à l'axe horizontal.

Mais il apparaît ici une autre cause de distorsion due à l'inégalité à peu près symétrique des segments coupés par la droite de charge. Autrement dit

$$A_1 B_3 > B_3 B_2 \quad \text{et} \quad A_1 C_3 > C_3 C_2 ,$$

tandis que

$$B_3 B_2 = C_3 C_2$$

très sensiblement.

Un tel partage de la droite de charge provoque de la distorsion par harmonique 3.

Si nous posons

$$A_1 B_2 = x ;$$

$$A_1 C_2 = y ;$$

$$A_1 B_3 = s ;$$

$$A_1 C_3 = t ;$$

le taux de distorsion, en %, par harmonique 3, sera donné par la formule

$$t = \frac{50 [x + y - 2(s + t)]}{s + t + x + y} .$$

Dans le cas de la figure 137 nous trouvons, par exemple, en mesurant les différents segments :

$$x = 51 \quad \text{et} \quad y = 52$$

$$s = 34 \quad \text{et} \quad t = 30$$

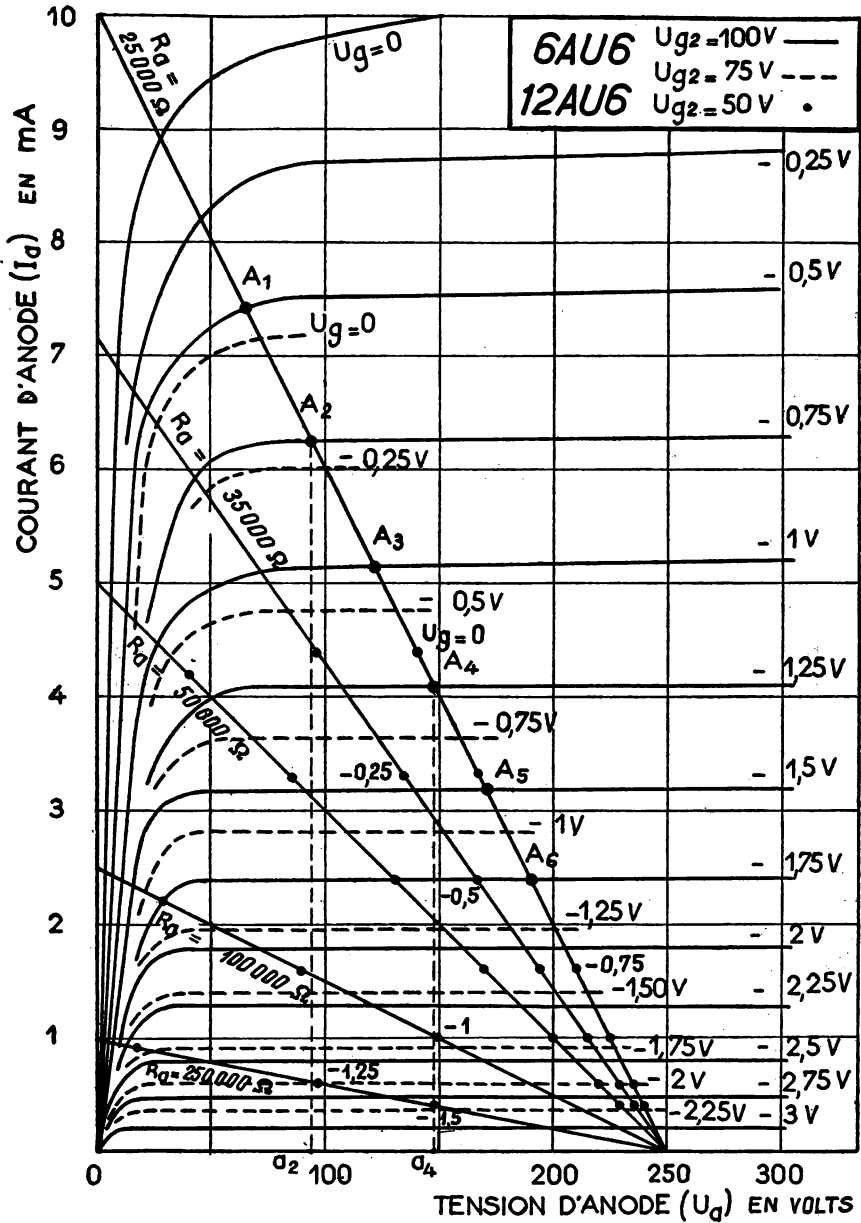


Fig. 139. — Les différentes droites de charge ci-dessus montrent que la distorsion peut varier considérablement suivant R_a et suivant la tension d'écran.

ce qui nous donne

$$t = \frac{50 (103 - 128)}{167} = \frac{-1\,250}{167} = -7,5\%.$$

soit 7,5 %, car le signe « moins » détermine simplement la phase de l'harmonique et nous pouvons le négliger. En tout cas, c'est un pourcentage de distorsion trop élevé.

Il est à remarquer que la distorsion par harmonique 2 peut très bien exister avec une penthode, comme la distorsion par harmonique 3 peut également avoir lieu avec une triode. Mais en règle générale l'harmonique 2 prédomine dans le second cas (triode), tandis que l'harmonique 3 sévit dans les penthodes.

Dans une penthode la distorsion totale, aussi bien par harmonique 2 que par harmonique 3, dépend de trois facteurs et c'est ce qui complique un peu le choix des conditions correctes de fonctionnement. Les trois facteurs étant :

- la polarisation U_g ;
- la tension d'écran U_{g2} ;
- la valeur de R_a ;

la distorsion dépendra donc :

- de la polarisation si la tension d'écran et la valeur de R_a restent fixes ;
- de la tension d'écran si la valeur de R_a et la polarisation restent fixes ;
- de la valeur de R_a si la polarisation et la tension d'écran restent fixes..

L'exemple des différentes droites de charge de la figure 139 vont mieux nous faire comprendre comment les choses se passent.

Si nous prenons, par exemple, la droite $R_a = 25\,000$ ohms et, successivement, les points de fonctionnement A_1, A_2, A_3 , etc..., correspondant, respectivement, aux valeurs de polarisation $U_g = -0,5$ V, $U_g = -0,75$ V, etc..., en supposant que la tension alternative appliquée à la grille soit de 0,5 volt, nous aurons, pour ces différents points la distorsion totale suivante :

Polarisation (volts)	Distorsion totale (%)
- 0,5	13,8
- 0,75	4,25
- 1	3,6
- 1,25	6,5
- 1,50	8,5
- 1,75	10

La polarisation correcte se situe donc vers $U_g = -1$ volt, au minimum de la distorsion.

Prenons la même droite de charge $R_a = 25\ 000$ ohms, et voyons, pour un certain nombre de valeurs de polarisation U_g , ce qui se passe lorsque nous faisons varier la tension d'écran de 100 volts, à 75 volts, puis à 50 volts.

Polarisation (volts)	$U_{g2} = 100\text{ V}$	$U_{g2} = 75\text{ V}$	$U_{g2} = 50\text{ V}$
— 0,5	13,8	5,9	9
— 0,75	4,25	7,1	13,4
— 1	3,6	8	
— 1,25	6,5	11,2	
— 1,5	8,5	11,4	

Donc, la polarisation étant $U_g = -0,5\text{ V}$, le minimum de distorsion est obtenu lorsque la tension d'écran est de 75 volts environ.

Maintenant, la tension d'écran étant $U_{g2} = 100$ volts, nous allons donner à R_a , successivement, la valeur de 25 000, 35 000 et 50 000 ohms. Nous obtenons, pour les différentes valeurs de polarisation :

Polarisation (volts)	$R_a = 25\ 000\ \Omega$	$R_a = 35\ 000\ \Omega$	$R_a = 50\ 000\ \Omega$
— 0,5	13,8	32	
— 0,75	4,25	21	
— 1	3,6	8,2	
— 1,25	6,5	3	22
— 1,50	8,5	8	6,9
— 1,75	9,7	10	7,8
— 2			8,1

On voit, par exemple, qu'avec la polarisation de $-1,25$ volt une résistance $R_a = 35\ 000$ ohms donne les meilleurs résultats.

D'une façon générale, lorsqu'on veut déterminer la polarisation optimum d'une penthode, pour une valeur donnée de la résistance de charge R_a et une certaine tension d'écran U_{g2} , il est commode de tracer la caractéristique U_g/I_a dynamique de la lampe.

Pour cela, sur un graphique tel que celui de la figure 140, nous reportons, par exemple, tous les points d'intersection de la droite $R_a = 25\ 000$ ohms avec les courbes $U_{g2} = 100$ ohms de la figure 139, c'est-à-dire tous les points A_1, A_2 , etc... et tous les points analogues. Nous obtenons la courbe A de la figure 140. Pour qu'il y ait le minimum de distorsion, nous devons nous efforcer de travailler sur la partie rectiligne de cette courbe, c'est-à-dire, pratiquement, sur le segment $A_1 A_4$ ou, tout au plus, $A_1 A_5$. La polarisation correcte serait celle qui correspondrait au point milieu de ce segment, soit, dans notre cas, le point A_3 très sensiblement, donc $U_g = -1$ volt.

L'amplitude maximum de la tension alternative que l'on peut appliquer à la grille sera alors $A_3 A_1$ (ou $A_3 A_5$) soit 0,5 volt.

Lorsque, sans modifier la tension d'écran, nous augmentons la valeur de R_a : 35 000 puis 50 000 ohms, nous obtenons successivement les courbes B et C. Autrement dit, la partie supérieure de la courbe A s'incurve et la portion rectiligne s'en trouve réduite. Pour obtenir le minimum de distorsion nous devons polariser davantage et réduire la tension d'attaque.

Si nous réduisons la tension écran à 75 volts, la courbe correspondant à $R_a = 25\ 000$ ohms sera D de la figure 140, les branches E et F correspondant à l'augmentation de la valeur de R_a : E pour $R_a = 35\ 000$ ohms et F pour $R_a = 50\ 000$ ohms.

Si la tension écran est réduite à 50 volts, nous obtenons la courbe G pour $R_a = 25\ 000$ ohms. L'augmentation de la valeur de R_a jusqu'à 50 000 ohms n'apporte pratiquement aucune modification (courbe H), la branche I correspondant à $R_a = 100\ 000$ ohms.

Si nous comparons les courbes dynamiques d'une penthode (fig. 140) avec celles d'une triode (fig. 132) nous voyons plusieurs différences fondamentales dans le comportement de ces deux types de lampes.

La « courbe » U_g/I_p dynamique d'une triode devient pratiquement une droite lorsque la valeur de R_a , pour une lampe donnée, est suffisamment élevée. Par conséquent la portion utilisable augmente, la lampe peut admettre sur sa grille une tension plus élevée et la polarisation n'est pas très critique.

La courbe U_g/I_p dynamique d'une penthode, au contraire, s'incurve, dans sa partie supérieure lorsque R_a augmente, et cela d'autant plus que la valeur de R_a est plus élevée. L'admission grille devient de plus en plus faible et la polarisation demeure assez critique. A cela il faut ajouter l'influence de la tension d'écran.

GAIN D'UN ÉTAGE ET PENTE DYNAMIQUE

Les courbes et les droites de charge de la figure 139 permettent d'apprécier immédiatement le gain en tension d'une penthode dans les conditions données.

Supposons, par exemple, $R_a = 25\ 000$ ohms, $U_{g2} = 100$ volts, et le point de fonctionnement se trouvant en A_3 ($U_g = -1$ V), avec une tension alternative appliquée à la grille de 0,25 volt (entre A_2 et A_4).

En projetant les points A_2 et A_4 sur l'axe horizontal nous délimitons un segment $a_2 a_4$ qui représente les limites de variation de la tension d'anode. Le gain de la lampe sera, comme pour la triode,

$$\frac{a_2 a_4}{2}$$

divisé par la tension appliquée à la grille, soit, dans notre cas,

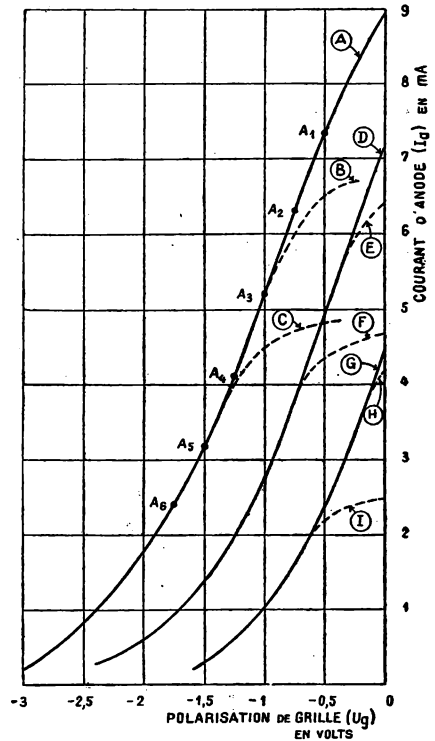
$$\frac{54}{2 \times 0,25} = 108.$$

Si, en maintenant la tension écran à $U_{g2} = 100$ V, nous augmentons progressivement la valeur de R_a , nous trouverons les chiffres approximatifs suivants pour le gain :

pour $R_a = 35\ 000$ ohms — 132 ;
 pour $R_a = 50\ 000$ ohms — 160 ;
 pour $R_a = 100\ 000$ ohms — 200 ;
 pour $R_a = 250\ 000$ ohms — 300 .

Ces chiffres ne fixent nullement le gain réel de la lampe, car nous ne tenons pas compte d'un certain nombre de facteurs. Mais ils permettent de conclure que le gain augmente rapidement lorsque R_a croît

Fig. 140. — Allure générale des courbes dynamiques d'une penthode.



Nous pouvons voir, de la même façon, que le gain dépend, mais dans une mesure moindre, de la tension d'écran.

Nous voyons également, sur les courbes de la figure 140, que la pente dynamique de la lampe au point de fonctionnement est sensiblement la même, quelle que soit la tension d'écran, tant que la résistance de charge R_a ne prend pas une valeur trop élevée. De plus, cette pente est peu différente de la pente statique et c'est par cela également qu'une penthode diffère d'une triode, dont la pente dynamique est toujours plus faible que la pente statique.

CHAPITRE VI

SOURCES D'ALIMENTATION

I. — Piles

Les piles, sèches ou à liquide, fournissent de l'énergie électrique à partir des réactions chimiques qui s'y produisent. Une pile élémentaire est constituée par deux conducteurs (électrodes) plongés dans un électrolyte (liquide souvent « immobilisé », de composition appropriée à chaque type de pile). Une réaction chimique s'amorce entre cet électrolyte et l'une des électrodes qui s'use, se dissout, au fur et à mesure que la pile débite du courant.

Actuellement seules les piles à électrolyte « immobilisé », se présentant sous forme d'une pâte gélatineuse, sont utilisées. Elles ne demandent aucun entretien et peuvent fonctionner dans n'importe quelle position.

Lorsqu'une pile fonctionne, son électrolyte dégage des gaz qui recouvrent, sous forme de bulles microscopiques, l'électrode positive et forment une couche isolante qui s'oppose au fonctionnement. Ce phénomène s'appelle *polarisation* et pour l'empêcher on introduit dans la pile des substances appelées *dépolarisants* et qui absorbent les gaz dégagés. Certaines piles fonctionnent également avec dépolarisation par l'oxygène de l'air et comportent, à cet effet, des ouvertures pour que la pile puisse « respirer ».

Théoriquement une pile cesse de fonctionner lorsque son électrode négative (généralement en zinc) se trouve entièrement dissoute dans l'électrolyte. Pratiquement le fonctionnement cesse bien avant par dessèchement et neutralisation de l'électrolyte ou du dépolarisant.

Toute pile peut être caractérisée par les chiffres suivants :

1. — Sa **force électromotrice** c'est-à-dire la différence de potentiel à ses bornes mesurée à vide, à circuit ouvert. Evidemment, la mesure doit se faire à l'aide d'un voltmètre dont la consommation peut être considérée comme négligeable.

Il est impossible d'utiliser entièrement la f.e.m. d'une pile car chaque élément possède une résistance interne dont on est obligé de tenir compte.

En fonctionnement, c'est-à-dire lorsque la pile fournit un certain courant I , sa f.e.m. e se partage entre la résistance de la charge extérieure R_c et sa résis-

tance interne r , proportionnellement à la valeur de ces résistances :

$$e = Ir + I R_c .$$

Le terme Ir représente la chute de tension à l'intérieur de la pile et le terme IR_c la chute de tension aux bornes de la charge extérieure ou, plus simplement, la *tension* de la pile.

Tout cela signifie que la tension d'une pile est plus faible que sa force électromotrice et n'a pas une valeur constante. Elle dépend du courant débité par la pile : plus ce courant est important, plus la chute de tension à l'intérieur de la pile est grande et plus la tension disponible est faible.

La résistance propre d'une pile ne reste pas constante, elle non plus, et croît avec le courant débité par la pile et avec l'usure de cette dernière : la résistance propre d'une pile neuve est beaucoup plus faible que celle d'une pile qui commence à « faiblir ».

De plus, pour des piles de même type, de même principe, mais de dimensions différentes, la résistance propre est d'autant plus faible que les dimensions de la pile sont plus importantes.

Par contre, la force électromotrice est propre à un certain type de piles, indépendamment de ses dimensions.

La quasi-totalité des piles actuellement utilisées sont constituées par des éléments donnant une f.e.m. de 1,5 volt environ chacun. La résistance interne de ces éléments, du moins à l'état neuf, est relativement faible, de sorte que si le courant débité ne dépasse pas le maximum indiqué par le constructeur, la tension fournie par une pile neuve reste très voisine de 1,5 volt.

2. — Sa **capacité** c'est-à-dire la quantité d'électricité que la pile donnée peut fournir dans un circuit extérieur jusqu'à sa décharge complète. La capacité Q s'exprime en ampère/heures et s'obtient évidemment en multipliant le courant débité I (en ampères) par le temps total de décharge t (en heures).

La capacité d'une pile dépend de ses dimensions, de la nature de ses électrodes, de la quantité et de la composition de l'électrolyte et, éventuellement, du dépolarisant.

Mais de toute façon la capacité définie ci-dessus est purement théorique, puisqu'elle suppose que la totalité de l'électrode négative a été dissoute par l'électrolyte, ce qui n'est jamais le cas, la pile se trouvant hors service bien avant, à peu près lorsque la moitié seulement de l'électrode négative a été « consommée ».

De plus, la capacité utilisable d'une pile est encore diminuée du fait de l'auto-décharge, qui fait qu'une pile, même au repos, sans débiter aucun courant, ne peut être conservée indéfiniment.

La capacité pratiquement utilisable dépend encore de la façon dont une pile est déchargée : cette capacité est plus élevée si le courant demandé à la pile est faible ; elle est également plus élevée si la décharge a lieu d'une façon intermittente.

Enfin, on peut noter que la capacité utilisable augmente un peu lorsque la décharge a lieu dans un local normalement chauffé, mais diminue aux basses températures. Elle diminue également lors de l'utilisation dans les conditions climatiques particulièrement défavorables : chaleur tropicale humide, par exemple.

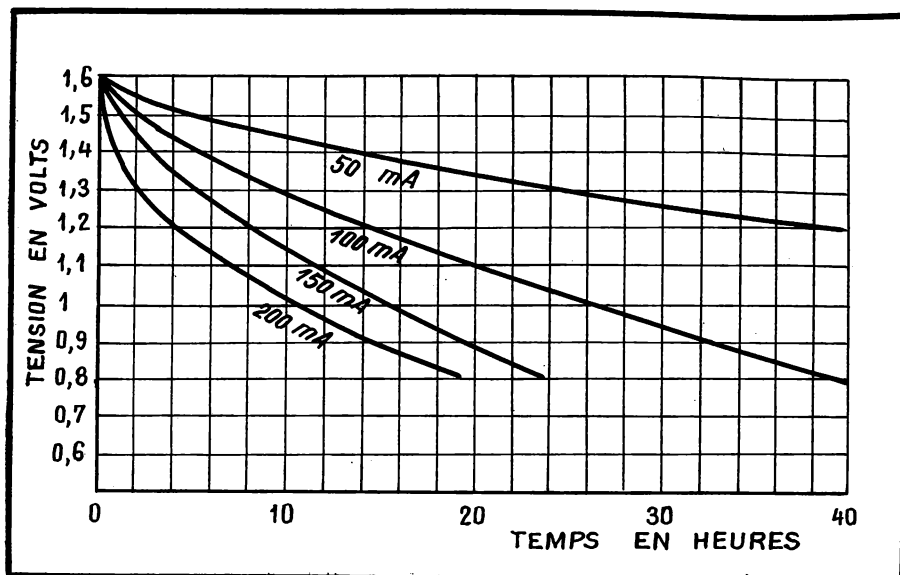


Fig. 141. — Courbes de décharge d'un élément de 1,5 V du type 120 C (Leclanché) ou « Expor » (Wonder).

On admet qu'un élément de 1,5 volt est pratiquement hors d'usage lorsque sa tension, en charge, tombe à 0,9 volt. Dans ces conditions la capacité pratiquement utilisable d'une pile peut être définie par le temps de décharge amenant la tension de chaque élément à 0,9 volt et par le courant correspondant, courant dont la valeur maximum est toujours indiquée par le constructeur.

Les courbes de la figure 141 nous montrent comment se décharge un élément de 1,5 volt du type 120 C (Leclanché) ou « Expor » (Wonder), c'est-à-dire une pile que l'on utilise couramment pour le chauffage des filaments d'un récepteur.

Nous voyons que nous pouvons tirer, en admettant la limite inférieure admissible pour la tension de 1 volt :

$$0,2 \text{ ampère} \times 11 \text{ h} = 2,2 \text{ A/h} ;$$

$$0,15 \text{ ampère} \times 16 \text{ h} = 2,4 \text{ A/h} ;$$

$$0,1 \text{ ampère} \times 27 \text{ h} = 2,7 \text{ A/h} ;$$

$$0,05 \text{ ampère} \times 70 \text{ h env.} = 3,5 \text{ A/h.}$$

Il est donc clair que plus le débit est faible, mieux est utilisée la pile. Par conséquent, il est beaucoup plus économique, si on a à assurer un débit de 200 mA, par exemple, de monter en parallèle 4 piles que d'acheter, successivement, ces 4 mêmes piles. Dans le premier cas nous ferons plus de 70 heures d'écoute, tandis que dans le second nous n'en ferons que 44, au total.

Les courbes de la figure 142 se rapportent à la décharge d'une pile de 45 volts, pour haute tension. Nous voyons également que si nous lui demandons

12 mA seulement (0,012 A), elle nous donnera, avant de descendre à 30 volts, 120 heures d'écoute, donc une capacité de 1,44 A/h.

Si nous voulons tirer 20 mA, le temps d'écoute possible sera ramené à 46 heures environ, et la capacité à 0,92 A/h.

Voici quelques piles courantes que l'on trouve sur le marché français :

CHAUFFAGE DES FILAMENTS

Marque et type	Tension (V)	Débit (mA)	Dimensions (mm)	Temps de décharge (heures)	Poids (g)
Leclanché 120 C Wonder Expor Hydra TI	1,5	50	Diam. 34 Haut. 62	70	84
		100		27	
		200		11	
Leclanché 812 OC Wonder Ector	1,5	200	140 × 70 × 70	150	1100
		400		70	
		800		27	
Leclanché 624 C Wonder Octav	9	50	100 × 70 × 105	70	950

HAUTE TENSION

Marque et type	Tension (V)	Débit (mA)	Dimensions (mm)	Temps de décharge (heures)	Poids (g)
Leclanché 645 G	45	10	66 × 26 × 102	45-50	260
Leclanché 1745 G Wonder Felix Hydra R 0930	45	12	92 × 42 × 120	120	750
		20		45	
Leclanché 667 G Wonder Opera Hydra R0845	67,5	10	94 × 70 × 34	45-50	400
Leclanché 490 G	90	8	71 × 94 × 34	30	350
Leclanché 690 G Wonder Cigal Hydra R0859	90	10	95 × 94 × 34	45	520

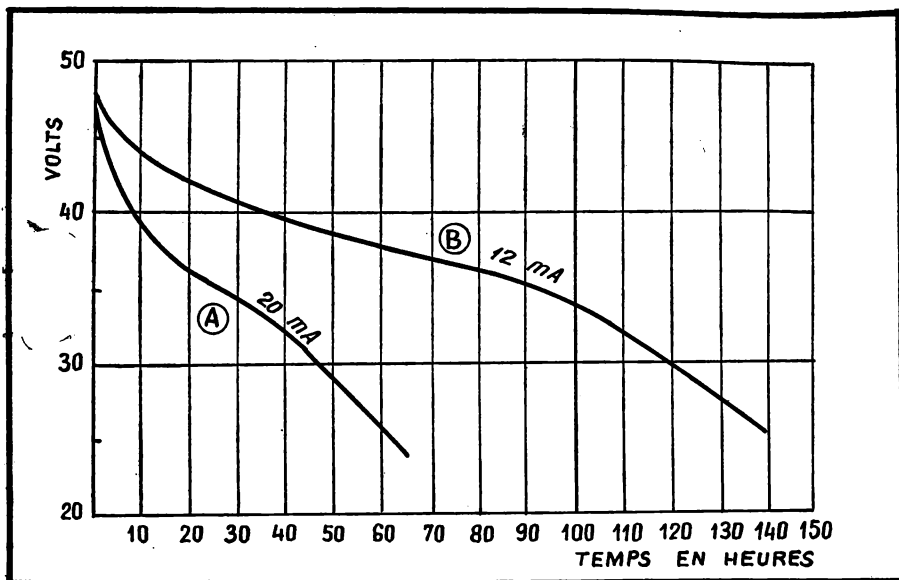


Fig. 142. — Courbes de décharge d'une pile de 45 V, pour haute tension.

Les temps de décharge des tableaux de la page 183 supposent une décharge intermittente (deux fois 1,5 heure par jour).

La figure 143 nous montre l'aspect extérieur d'une pile 1,5 volt (120 C, « Expor » ou T1) et d'une batterie 67,5 volts.

2. — Accumulateurs

Les accumulateurs, que l'on appelle aussi parfois « piles secondaires » ne produisent pas d'énergie électrique par eux-mêmes, mais sont capables de



Fig. 143. — Aspect extérieur d'une pile 1,5 V (120 C, « Expor » ou T1) et celui d'une batterie de 67,5 V.

la retenir et de l'emmagasiner lorsqu'on les fait traverser par le courant d'une source extérieure.

Cette opération porte le nom de *charge* et un accumulateur ainsi chargé peut conserver sa charge pendant un temps relativement long.

Cependant, un accumulateur chargé ne doit pas rester trop longtemps sans utilisation et on admet qu'il est nécessaire de le charger une fois par mois, qu'il ait fonctionné ou non.

Lorsqu'un accumulateur est bien surveillé et entretenu, il peut supporter de 300 à 600 charges et décharges complètes successives au moins.

Un accumulateur retient l'énergie électrique grâce aux réactions chimiques internes, dans la substance même des électrodes ou de la masse active spéciale. Pendant la charge, l'énergie électrique se transforme en énergie chimique ; pendant la décharge c'est le contraire qui a lieu.

Les accumulateurs sont caractérisés de la même façon que les piles : par leur tension en volts et leur capacité en ampères-heures.

Actuellement il existe dans le commerce deux types principaux d'accumulateurs :

accumulateurs au plomb, les plus courants parce que les moins coûteux, bien que lourds ;

accumulateurs alcalins, au fer-nickel ou au cadmium-nickel, beaucoup plus légers, mais plus coûteux.

Le tableau suivant résume les caractéristiques physiques et chimiques des deux types d'accumulateurs.

Type	Matière des plaques	Masse active		Electrolyte
		Plaques +	Plaques —	
Au plomb	Plomb	Minium Pb^3O^4	Litharge PbO	Acide sulfurique SO^4H^2 dilué dans de l'eau distillée
Alcalins	Fer	Hydrate de nickel et nickel en flocons	Oxyde de fer et mercure	Solution de potasse KOH additionnée de lithine

TENSION

Dans un accumulateur au plomb correctement chargé la f.e.m. est de 2,1 volts environ. A la fin d'une charge cette f.e.m. monte jusqu'à 2,8 volts, mais reprend la valeur indiquée ci-dessus assez vite, même si l'accumulateur est laissé sans utilisation. Pendant la décharge, la tension reste pendant longtemps de 2 volts environ et lorsqu'elle descend à 1,8 volt on peut considérer que l'accumulateur est déchargé. *On doit immédiatement recharger un accumulateur au plomb déchargé.*

Dans un accumulateur alcalin correctement chargé la f.e.m. est de 1,5 volt environ, mais comme la résistance interne est un peu plus élevée que celle d'un accumulateur au plomb, la tension aux bornes, en fonctionnement, est de l'ordre de 1,3 à 1,4 volt.

Cette tension monte également pendant la charge et atteint 1,9 volt à la fin de celle-ci. En principe, un accumulateur alcalin peut être déchargé complètement et rester, sans dommage, dans cet état pendant assez longtemps.

RÉSISTANCE INTERNE

Pour les deux types d'accumulateurs elle varie suivant l'état de charge ou de décharge, mais elle est sensiblement plus faible pour un accumulateur au plomb que pour un accumulateur alcalin. D'une façon générale, la résistance propre d'un accumulateur déchargé est plus élevée que celle d'un accumulateur fraîchement chargé.

COURT-CIRCUITS

Etant donné la faible résistance interne d'un accumulateur au plomb, un court-circuit franc des bornes de ce dernier peut provoquer la destruction immédiate de l'accumulateur.

Un court-circuit franc est moins grave pour un accumulateur alcalin, mais évidemment il n'est pas recommandé d'en abuser.

CAPACITÉ

La capacité Q d'un accumulateur dépend de la surface des plaques, ou, plus exactement, de leur poids. Par ailleurs, la relation entre le poids des plaques (ou le poids total de l'accumulateur) et la capacité n'est pas la même suivant l'usage auquel un accumulateur est destiné. C'est ainsi que nous avons, approximativement :

Accumulateur « radio » — 5 à 8 A/h par kg du poids total.

Accumulateur « démarrage » (auto) — 10 à 12 A/h par kg du poids total.

Ces chiffres ne sont valables que pour les accumulateurs au plomb et peuvent varier suivant la conception et la provenance.

De plus, comme pour une pile, la capacité d'un accumulateur dépend évidemment de la façon dont il est déchargé : rapidement (capacité moindre) ou lentement (capacité plus élevée).

CHARGE

En ce qui concerne les accumulateurs au plomb, il est recommandé de ne pas dépasser un courant de charge représentant 10 % à 15 % de la capacité. Autrement dit, si la capacité de la batterie est de 60 A/h, le courant de charge ne devra pas dépasser 6-9 ampères.

Il ne faut pas oublier également que le rendement de la charge, c'est-à-dire le rapport de la capacité de l'accumulateur à la quantité d'énergie dépensée pour le charger (exprimée en A/h) est bien meilleur lorsque la charge est lente. Ce rendement peut alors atteindre 95 %.

Pour les accumulateurs alcalins, le courant de charge doit rester inférieur à $0,3 Q$ pour le type cadmium-nickel, et être tout au plus égal à $0,2 Q$ pour le type fer-nickel. Ces chiffres constituent une limite supérieure qu'il vaut mieux ne pas dépasser.

Bien entendu, au moment de la charge un accumulateur est connecté à la source de tension « plus » contre « plus » et « moins » contre « moins » (fig. 144).

DÉCHARGE

Lorsqu'il s'agit d'accumulateurs au plomb, il n'est pas indiqué de dépasser, en régime permanent, un courant de décharge égal à $0,1 Q$. Certaines batteries

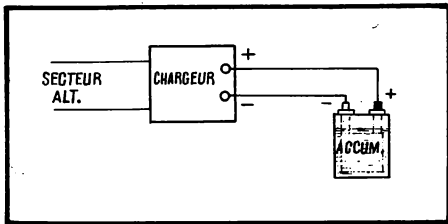


Fig. 144. — Sens de branchement d'un accumulateur aux bornes de la source de tension de charge.

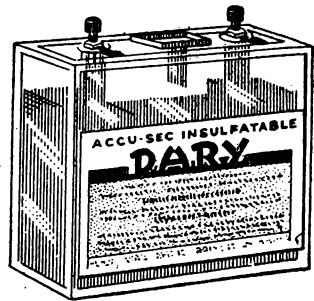


Fig. 145. — Aspect extérieur d'un accumulateur à liquide immobilisé (Dary).

spécialement conçues pour cet usage (démarrage), peuvent supporter des courants de décharge atteignant $5 Q$.

Autrement dit, pour un accumulateur normal de $30 A/h$, par exemple, le courant de décharge ne devra pas dépasser 3 ampères.

Pour une batterie de démarrage de $90 A/h$ ce courant pourra atteindre, pendant un temps très court (quelques secondes) 450 ampères (5×90).

Lorsqu'il s'agit d'accumulateurs alcalins le courant de décharge normal peut être de $0,2 Q$ à $4 Q$, mais il est possible, sans dommage pour l'accumulateur, de pousser ce courant, pendant des temps très courts, jusqu'à $20 Q$.

ACCUMULATEURS A LIQUIDE IMMOBILISÉ

On utilise assez fréquemment, en radio surtout, des accumulateurs à électrolyte immobilisé, réduit à l'état d'une pâte blanche et translucide. L'avantage de ces accumulateurs, pour les récepteurs portatifs notamment, est qu'ils peuvent fonctionner dans n'importe quelle position sans qu'il y ait un danger

d'écoulement d'acide. Ils existent en éléments de 2 volts, de 4 à 20 A/h. A titre d'indication, voici les dimensions et le poids de quelques accumulateurs de ce type (*Dary*).

Capacité (A/h)	Dimensions (mm)	Poids (g)
4	87 × 18 × 123	430
8	87 × 27 × 123	650
12	92 × 37 × 123	880
16	87 × 46 × 123	1090
20	87 × 55 × 123	1320

La figure 145 représente l'aspect extérieur d'un tel accumulateur.

CONSEILS POUR L'ENTRETIEN DES ACCUMULATEURS

La vie d'un accumulateur dépend de la façon dont il est entretenu. Voici quelques conseils à ce sujet :

a. — Un accumulateur au plomb ne doit jamais rester déchargé pendant plus de 24 heures.

b. — La préparation de l'électrolyte pour les accumulateurs au plomb doit se faire en versant lentement l'acide sulfurique dans l'eau distillée et en agitant le mélange à l'aide d'un bâton en verre.

c. — L'électrolyte ci-dessus doit titrer entre 20° et 30° Baumé en fin de charge, suivant le type de l'accumulateur (densité plus élevée pour les batteries de démarrage). Lorsqu'un accumulateur est déchargé, cette densité diminue : moins de 20° pour les batteries fixes et moins de 24° pour celles de démarrage.

d. — La mesure de la densité de l'électrolyte se fait à l'aide d'un pèse-acide.

e. — L'électrolyte doit recouvrir complètement les plaques. Lorsque son niveau baisse (évaporation) on doit ajouter uniquement de l'eau distillée.

f. — Pendant la charge d'une batterie il faut devisser les bouchons de tous les éléments, ne pas approcher une flamme et, en général, éviter toute étincelle à proximité de la batterie en charge.

g. — La fin de la charge d'un accumulateur au plomb s'accompagne d'un abondant dégagement gazeux : bouillonnement de l'électrolyte.

3. — Alimentation sur secteur

Si les piles et les accumulateurs sont largement utilisés pour l'alimentation des récepteurs portatifs ou « auto », le secteur alternatif ou continu reste la source d'alimentation de la majorité écrasante des récepteurs dits domestiques.

La tension du secteur, surtout lorsqu'il s'agit de l'alternatif, n'étant pas utilisable directement, nous allons passer en revue les différents systèmes d'élévation de tension, de redressement et de filtrage.

REDRESSEURS A TUBES A VIDE AVEC TRANSFORMATEURS

Lorsqu'il s'agit d'utiliser, pour l'alimentation d'un récepteur, le courant alternatif du secteur, le système employé comporte presque toujours un transformateur dont le primaire s'adapte aux tensions de 110, 130, 220 et 250 volts et dont les secondaires, au nombre de trois, se répartissent comme suit :

- a. — Secondaire H.T., à prise milieu, fournissant entre deux fois 250 volts et deux fois 400 volts, suivant les besoins de l'alimentation ;
- b. — Secondaire de chauffage valve, donnant, suivant la valve employée, 5 à 6,3 volts, 1 à 2 ampères.
- c. — Secondaire de chauffage lampes, donnant, le plus souvent, 6,3 volts, 3 à 5 ampères.

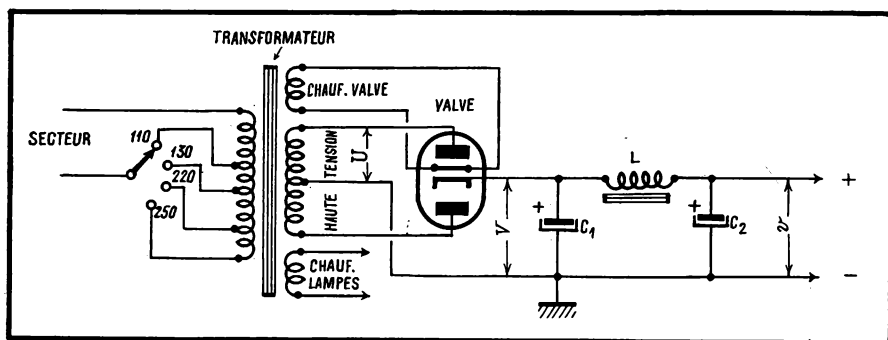


Fig. 146. — Schéma d'un redresseur complet pour un récepteur radio ou pour un amplificateur.

La figure 146 nous montre le schéma d'un tel redresseur auquel nous ajoutons un filtre simple, constitué par deux condensateurs électrochimiques de 8 à 50 μF (C_1 et C_2) et une inductance L de 5 à 10 henrys.

Les valves actuellement utilisées sont, presque toujours, à chauffage indirect. Certaines, surtout parmi les valves de moyenne et de faible puissance, sont prévues pour pouvoir supporter une tension assez élevée entre la cathode et le filament, auquel cas la valve est chauffée par le même secondaire que les lampes et le secondaire de chauffage valve est supprimé.

Lorsque le courant maximum que peut fournir le secondaire haute tension correspond approximativement à la consommation du récepteur ou de l'amplificateur alimenté, et que le premier condensateur de filtrage (C_1) a une capacité suffisante (au moins 8 μF), la haute tension redressée V (fig. 146) est sensiblement égale à la tension alternative U fournie par l'une des moitiés du secondaire.

Si le courant débité par le redresseur est nettement inférieur aux possibilités du transformateur, la tension V sera nettement supérieure à U . Si le courant débité est nettement supérieur aux possibilités du transformateur, la tension V sera inférieure à U , sans parler de l'échauffement anormal du transformateur.

La tension v à la sortie du filtre dépend évidemment de la résistance ohmique de l'inductance L .

En dehors des transformateurs on utilise de plus en plus l'alimentation par autotransformateur (fig. 147), prévu également pour branchement sur secteurs de 110, 130, 220 et 250 volts, mais comportant souvent un enroulement secondaire pour le chauffage des lampes et de la valve.

Le redressement est du type « monoplaque ». Autrement dit, et contrairement à ce qui se passe dans la figure 146 (redressement « biplaque »), une seule alternance du secteur traverse la valve, ce qui nous donne une tension redressée ayant la forme de la figure 148 *a* (en absence de C_1). La tension redressée V de la figure 146, toujours en absence du condensateur C_1 , aura la forme de la figure 148 *b*.

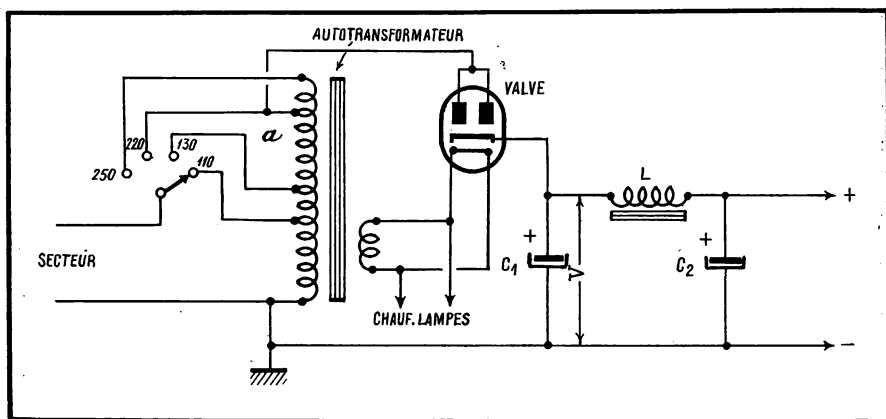
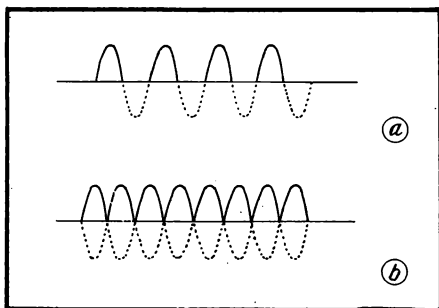


Fig. 147. — Schéma d'une alimentation par autotransformateur.

Les deux plaques de la valve de la figure 147 sont réunies à la prise 220 volts de l'autotransformateur, mais il est évident qu'on peut les connecter à la prise 110 ou 130 volts si la valve n'est pas prévue pour supporter une tension alternative aussi élevée.

Dans un redressement « monoplaque », la tension redressée V (fig. 147) est généralement un peu plus élevée que la tension alternative appliquée aux plaques. Par exemple, si la tension alternative est de 130 volts, nous aurons $V = 145$ volts environ en fonctionnement normal. Cette tension dépend, on le conçoit bien, de la résistance interne de la valve utilisée et peut varier légèrement d'une valve à l'autre.

Fig. 148. — Forme de la tension redressée dans le cas du redressement d'une seule alternance (a) et dans celui du redressement de deux alternances (b).



La tension redressée V , lorsqu'il s'agit d'un redressement « monoplaque », dépend de la valeur du premier condensateur de filtrage C_1 , beaucoup plus que dans le cas d'un redressement « biplaque ». Il faut que C_1 , dans le cas de la figure 147, soit de 32 à 50 μF , surtout si la tension alternative appliquée à la valve est relativement faible et que l'on ne veut pas perdre inutilement des volts redressés.

Le défaut d'un système tel que celui de la figure 147 est que l'un des pôles du secteur est réuni au « moins » de la haute tension, ce qui peut présenter quelques inconvénients.

Pour l'éviter, on réalise parfois le redressement « monoplaque », mais à l'aide d'un transformateur, dont le secondaire H.T. est unique, sans prise médiane (fig. 149).

REDRESSEURS A TUBES A VIDE SANS TRANSFORMATEURS

Lorsqu'on veut alimenter un récepteur ou un amplificateur indifféremment sur alternatif ou sur continu, on réalise un ensemble avec valve, mais sans transformateur. Sur continu, lorsque le sens de branchement est correct (le pôle « plus » du secteur aux plaques de la valve) la valve agit en simple résistance.

Le schéma de la figure 150 montre la disposition classique d'un ensemble d'alimentation dit « tous-courants ». Le redressement, du type « monoplaque » s'effectue par une valve (V_1) toujours à chauffage indirect et qui ne comporte, généralement, qu'une seule plaque. Si la valve est à deux plaques on les réunit ensemble.

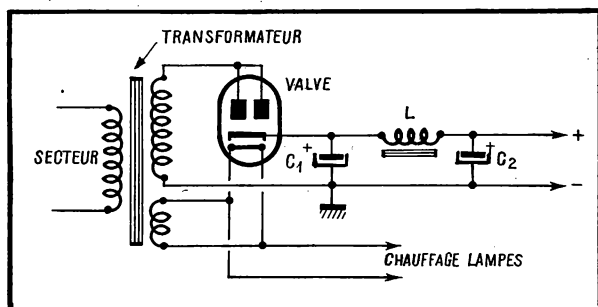


Fig. 149. — Redressement « monoplaque » à partir d'un secondaire H.T. sans prise médiane.

La principale particularité des alimentations du type « tous-courants » est le chauffage de tous les filaments, y compris celui de la valve, en série, ce qui exige l'emploi des tubes à intensité de chauffage constante, la même pour tous les filaments du circuit.

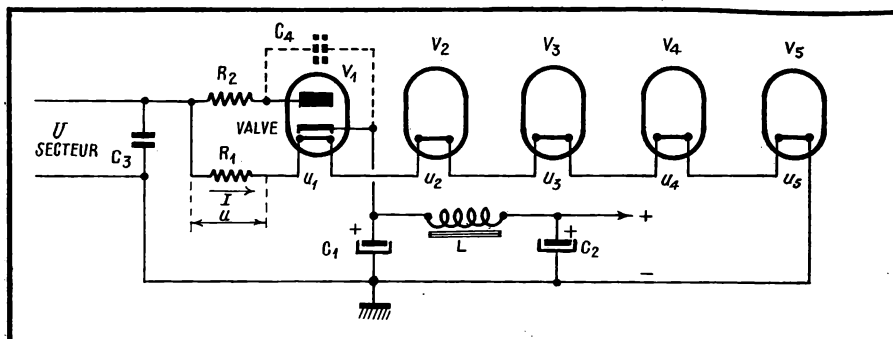


Fig. 150. — Structure classique d'une alimentation du type « tous-courants ».

La résistance R_1 que l'on doit mettre parfois en série avec l'ensemble des filaments doit avoir une valeur telle qu'en fonctionnement normal nous ayons la relation

$$u_1 + u_2 + u_3 + u_4 + u_5 + R_1 I = U,$$

U étant la tension du secteur. Autrement dit, on fait la somme des tensions de tous les filaments utilisés, on retranche cette somme de la tension du secteur, et on obtient ainsi la chute de tension $R_1 I = u$ que doit nous donner la résistance R_1 . Connaissant u et I on calcule facilement R_1 .

Par exemple, si nous avons un récepteur comportant les lampes suivantes :

UCH42		14 V ;
UAF42		12,6 V ;
UF41		12,6 V ;
UL41		45 V ;
UY41		31 V ;

la somme de toutes ces tensions est 115,2 volts, tandis que le courant de chauffage est, pour tous les filaments, 0,1 ampère. Si la tension du secteur est 130 volts, la résistance série R_1 devra nous procurer une chute de tension de

$$130 - 115,2 = 14,8 \text{ volts.}$$

Sa valeur est donc

$$R_1 = \frac{14,8}{0,1} = 148 \text{ ohms.}$$

Il ne faut pas oublier que les résistances telles que R_1 supportent un débit important (300 mA avec certains types de lampes). On déterminera donc avec soin leur dissipation minimum, afin que l'échauffement ne soit pas exagéré. A titre d'exemple, voici quelques valeurs de la dissipation (en watts) pour un certain nombre de valeurs de R_1 et en fonction du courant de chauffage.

R_1 (ohms)	Dissipation en watts pour un courant en mA de :				
	50	100	150	200	300
50	0,125	0,5	1,125	2	4,5
75	0,187	0,75	1,70	3	6,8
100	0,250	1	2,25	4	9
125	0,310	1,25	2,8	5	11,5
150	0,375	1,50	3,4	6	13,5
200	0,500	2	4,5	8	18
300	0,750	3	6,75	12	27
400	1,000	4	9	16	36
500	1,250	5	11,5	20	45

Enfin, il est recommandé d'observer un certain ordre dans le branchement des filaments. En effet, les premières lampes de la chaîne, c'est-à-dire V_1 et V_2 de la figure 150, présentent une grande différence de potentiel entre le filament (qui est à plus de 100 volts) et la cathode, qui est pratiquement à la masse, soit par une résistance de polarisation de faible valeur, soit par un condensateur électrochimique de valeur élevée. Or, toutes les lampes ne sont pas prévues pour supporter une telle différence de potentiel entre la cathode et le filament. On placera donc, en V_1 et V_2 , la valve et la lampe finale.

D'autre part, une différence de potentiel alternative importante entre la cathode et le filament peut devenir l'origine de certains ronflements, auxquelles les lampes telles que préamplificatrices B.F. sont particulièrement sensibles. Une préamplificatrice B.F. sera donc placée, de préférence, en fin de chaîne, en V_5 de la figure 150.

Les condensateurs C_3 ou C_4 de la figure 150 ont pour but d'éliminer certains ronflements, surtout ceux qui se produisent lorsque le récepteur est accordé sur une émission puissante. Leur valeur est généralement comprise entre 0,02 et 0,1 μ F.

La résistance R_2 , dite de protection, dépend des caractéristiques de la valve utilisée et de la tension du secteur. Sa valeur, pour les différents cas d'utilisation, est presque toujours indiquée par le constructeur, mais son ordre de grandeur est le suivant :

Nulle, lorsque la tension du secteur ne dépasse pas 110-115 volts ;

30 à 50 ohms pour les tensions du secteur comprises entre 120 et 150 volts ;

100 à 300 ohms pour les tensions du secteur supérieures à 150 volts.

Les condensateurs de filtrage C_1 et C_2 sont, lorsque la haute tension redressée ne dépasse pas 130-140 volts, de 50 μ F chacun, prévus pour une tension de service de 150 à 165 volts.

L'inductance de filtrage L , généralement de 4 à 8 henrys, est fréquemment remplacée par une résistance de 1000 à 1500 ohms, auquel cas le circuit anodique de la lampe finale est alimenté par la haute tension prise à l'entrée du filtre.

REDRESSEURS - DOUBLEURS DE TENSION

Bien que le principe des doubleurs de tension puisse être appliqué à n'importe quel redresseur, avec ou sans transformateur, on l'utilise surtout dans les systèmes sans transformateur, afin de disposer d'une haute tension nettement supérieure à celle du secteur.

Le principe de fonctionnement du schéma de la figure 151 est le suivant. Pendant une alternance c'est le condensateur C_1 qui se charge, tandis que

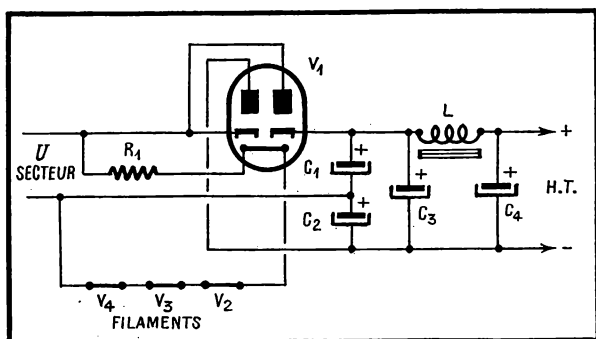


Fig. 151. — Schéma d'un redresseur doubleur de tension.

pendant l'alternance suivante c'est le condensateur C_2 . Comme ces deux condensateurs sont réunis en série, le condensateur d'entrée du filtre C_3 se charge à une tension sensiblement double de celle du secteur.

À titre d'indication disons que le dispositif tel que celui de la figure 151 peut nous donner, la tension du secteur étant de 115 volts, environ 190-200 volts sous 50 mA.

Les condensateurs C_1 et C_2 peuvent être des électrochimiques ($8 \mu F$ à $16 \mu F$), mais le fonctionnement est plus sûr si on adopte des condensateurs au papier.

Une valve biplaque à cathodes séparées est nécessaire, type qui n'existe guère dans les séries modernes, mais le montage est parfaitement réalisable avec deux valves monoplaques séparées.

REDRESSEURS DITS SECS

Dans tous les cas on peut remplacer une valve redresseuse par un redresseur « sec ». Ces redresseurs se présentent sous forme d'un empilage de rondelles métalliques, et suivant la nature du métal utilisé on distingue les redresseurs à oxyde de cuivre (ou, plus exactement, oxyde cuivreux) et les redresseurs au sélénium. La figure 152 nous montre l'aspect extérieur de tels redresseurs.

La tension maximum que peut redresser un élément sec dépend du nombre de rondelles (8 à 10 volts par rondelle), tandis que le courant redressé maximum est fonction de la surface de ces rondelles (50 à 100 mA pour un diamètre de 20 mm environ).

Les redresseurs secs sont évidemment polarisés et le côté où l'on recueille la tension redressée est souvent marqué en rouge.

Les quatre schémas de la figure 153 nous montrent quelques cas d'utilisation pratique des redresseurs secs. En 153a nous avons le système classique d'alimentation pour récepteurs tous-courants où, à part le redresseur, les différents éléments ont la même valeur que ceux de la figure 150. La résistance série des filaments (R) a évidemment une valeur plus élevée puisque le filament de la valve n'existe pas. Sa valeur se calcule exactement de la même façon que pour la figure 150.

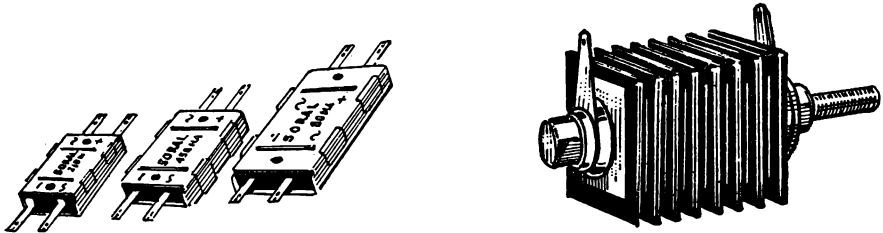


Fig. 152. — Aspect extérieur de quelques redresseurs « cupox » et au sélénium.

En 153b nous avons deux éléments redresseurs (Rd_1 et Rd_2) qui remplacent une valve biplaque et permettent le redressement des deux alternances. Le secondaire H.T. doit avoir, évidemment, une prise médiane.

En 153c nous avons également un système, dit en pont, permettant le redressement des deux alternances, mais avec un secondaire sans prise médiane.

Enfin, en 153d nous voyons un doubleur de tension, analogue à celui de la figure 152, mais utilisant deux éléments redresseurs secs.

Si tous les schémas de la figure 153 se rapportent aux systèmes d'alimentation en haute tension, cela ne veut nullement dire que l'utilisation des redresseurs secs est limitée à ce domaine. Au contraire, ils sont presque exclusivement utilisés lorsqu'il s'agit de redresser des tensions peu élevées sous un débit important (alimentation des filaments, chargeurs pour accumulateurs, etc.).

4. — Alimentation des récepteurs pour auto

L'alimentation d'un récepteur installé à bord d'une voiture pose un certain nombre de problèmes, car nous devons transformer la basse tension (6 ou 12 volts) de la batterie en haute tension nécessaire à l'alimentation des anodes et des écrans.

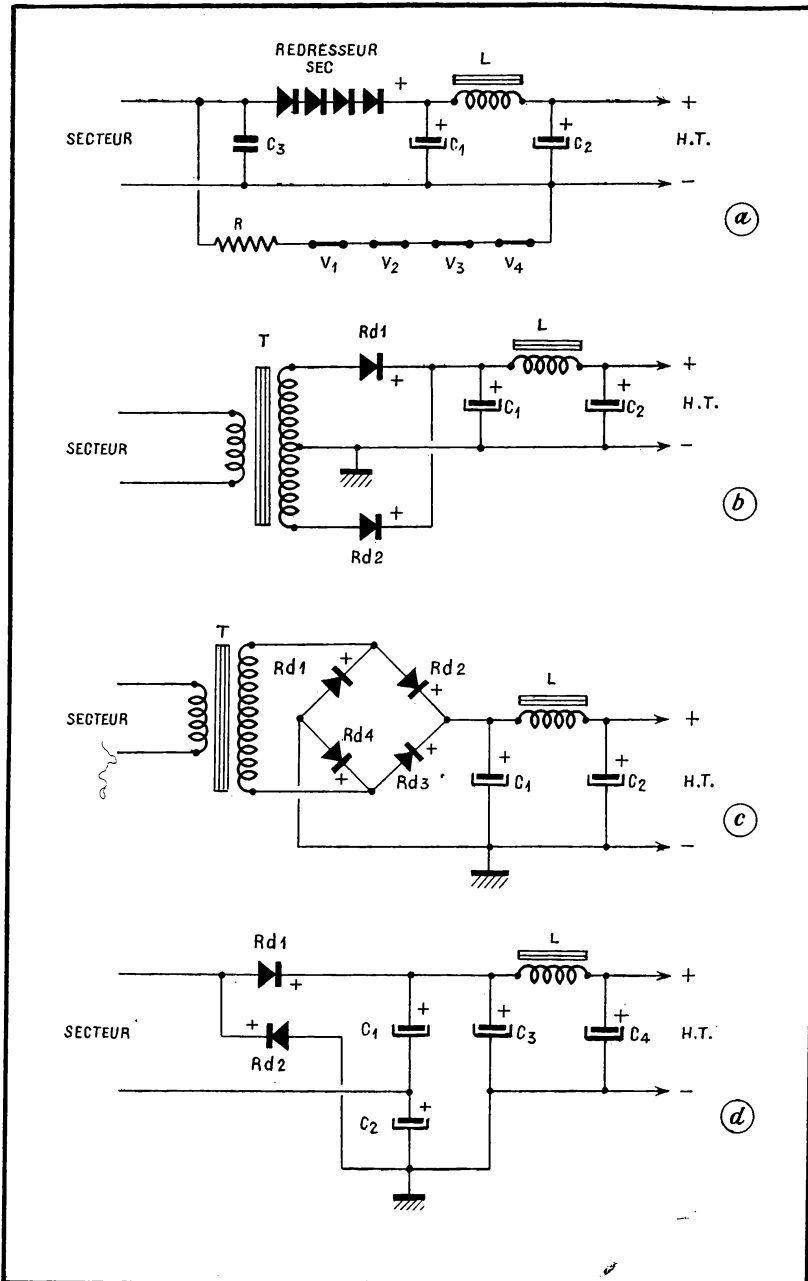


Fig. 153. — Quatre montages de base pour redresseurs secs.

Deux solutions sont couramment mises en œuvre : alimentation par *convertisseur* et alimentation par *vibreur*.

Dans le premier cas (convertisseur), il s'agit d'une machine tournante dont nous n'avons pas à exposer ici la théorie, mais qui se compose d'un moteur alimenté en basse tension, entraînant une génératrice qui fournit une tension continue de quelque 250 volts.

La haute tension continue ainsi produite est en réalité ondulée et demande toujours un filtrage soigné.

La figure 154 représente un convertisseur souvent utilisé, avec ou sans coffret. Ce dernier contient presque toujours les éléments du filtre.

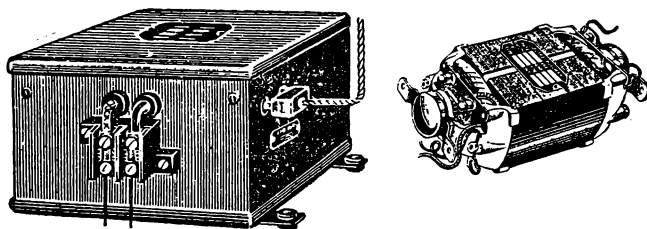


Fig. 154. — Aspect extérieur d'un convertisseur 6/250 V sans boîtier et avec boîtier.

Dans le second cas on fait appel à un appareil appelé *vibreur*, qui transforme le courant continu de la batterie en un courant rupté, envoyé alternativement à chaque extrémité du primaire à prise médiane d'un transformateur. Un courant alternatif (mais non sinusoïdal) apparaît dans le secondaire de ce transformateur, et une valve biplaque à chauffage indirect le redresse. L'ensemble se termine par un filtre classique.

Il est nécessaire de prévoir, dans un tel ensemble, des filtres H.F. (bobines d'arrêt et condensateurs) afin d'éliminer les parasites dus au vibreur.

Le schéma de la figure 155 représente un système complet d'alimentation par vibreur (Vib) où L_1 , L_2 , L_3 et L_4 sont des bobines d'arrêt H.F. (valeur variant avec les caractéristiques du vibreur ; ordre de grandeur : quelques μH). Les condensateurs C_2 à C_7 sont de $0,05 \mu F$ environ. L'ordre de grandeur des éléments C_1 et R_1 est, respectivement : $0,1 \mu F$ et 100 ohms. Le condensateur C_8 est de quelque $0,5 \mu F$. Les éléments du filtre d'alimentation (C_9 , L_5 , C_{10}) sont classiques : condensateurs électrochimiques de 16 à $32 \mu F$; inductance de quelques henrys.

Il faut noter que le transformateur T doit être prévu spécialement pour fonctionner avec un vibreur, surtout à cause de la forme d'onde du courant d'alimentation, forme qui augmente le danger de claquage.

En ce qui concerne le chauffage des filaments, la question ne se pose pas lorsqu'il s'agit d'une batterie 6 volts : tous les filaments, y compris celui de la valve, sont alimentés en parallèle.

S'il s'agit d'une batterie 12 volts, les filaments sont groupés en série-parallèle, deux par deux (fig. 156). Lorsque dans un groupe les deux filaments n'ont pas le même courant de chauffage (EL42 et EZ40), le filament à courant de chauffage le plus faible est à shunter par une résistance d'égalisation telle que R. La valeur d'une telle résistance se calcule facilement : dérivation d'un courant de 0,4 A sur une chute de tension de 6,3 volts, soit

$$6,3 / 0,4 = 16 \text{ ohms environ.}$$

Dans certains récepteurs on prévoit une commutation, permettant de passer du branchement parallèle (batterie 6 V) au branchement série-parallèle (batterie 12 volts).

5. Alimentation des récepteurs mixtes

Lorsqu'il s'agit d'un récepteur alimenté uniquement par piles, le problème de chauffage de ses filaments est très simple : tous les filaments sont connectés en parallèle et alimentés par une pile de 1,5 volt de capacité suffisante.

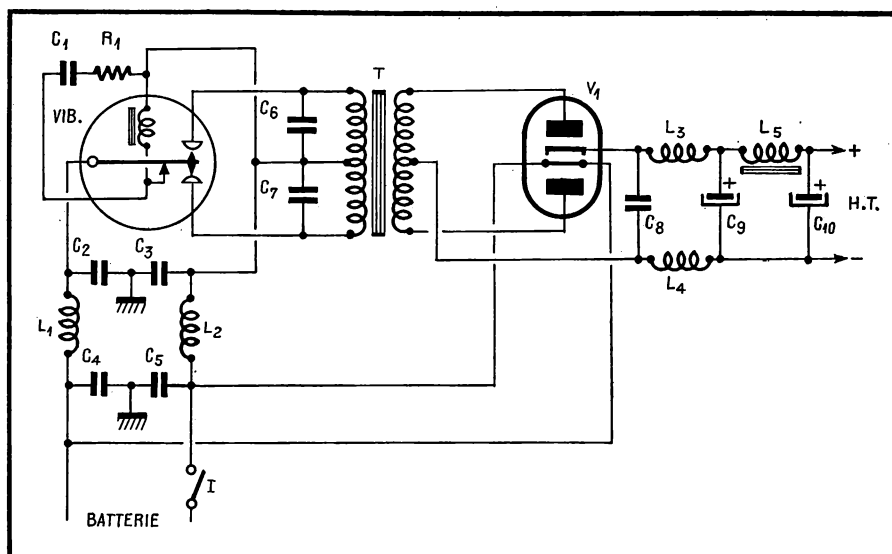


Fig. 155. — Schéma complet d'une alimentation par vibreur.

Le problème est tout à fait différent lorsqu'il s'agit d'un récepteur mixte (« piles-secteur ») auquel cas tous les filaments sont souvent connectés en série et chauffés par une pile de 7,5 ou 9 volts en position « batteries », et par un courant redressé et très soigneusement filtré en position « secteur ».

Le point délicat d'un tel système est que toutes les lampes sont à chauffage direct et que, par conséquent, chaque filament constitue, en même temps, une

cathode. Il en résulte que la polarisation d'un tube dépend du potentiel de son filament-cathode par rapport à sa grille et que nous ne pouvons pas ramener uniformément tous les circuits de grille à la masse, comme nous avons l'habitude de le faire dans un récepteur normal équipé de lampes à chauffage indirect. Une résistance de fuite de grille ou, en général, un circuit de grille, doit être ramenée à un point du circuit de chauffage tel que la différence de potentiel par rapport à l'*extrémité négative* du filament soit égale à la polarisation normale de la lampe.

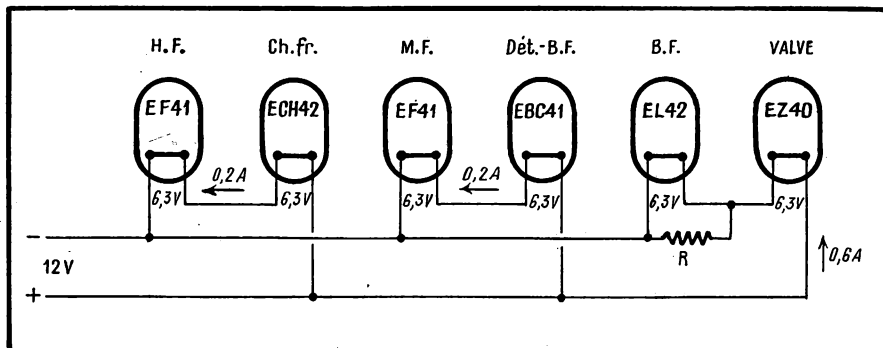


Fig. 156. — Groupage de filaments dans le cas de l'alimentation sur 12 V.

Une autre complication surgit également à cause des filaments qui sont, en même temps, cathodes. Le courant cathodique de chaque lampe traverse successivement tous les autres filaments qui se trouvent sur son passage vers le « moins » haute tension.

En dehors des couplages indésirables qu'un tel mélange de courants cathodiques peut créer (accrochages, manque de sensibilité, etc.) il existe également le danger de surcharger les derniers filaments de la chaîne surtout s'ils se trouvent traversés par le courant cathodique de la lampe finale qui peut atteindre 8-10 mA et occasionner une surcharge de plus de 20 % (courant de chauffage normal : 25 ou 50 mA).

Pour éviter cette surcharge on utilise des résistances de dérivation ou des résistances shunt. Pour éviter des couplages parasites on shunte ces résistances par des capacités de valeur appropriée.

Le schéma de la figure 157 représente le système d'alimentation d'un récepteur mixte à quatre lampes, prévu pour trois tensions du secteur, en alternatif et en continu. Le filtrage est relativement simple, mais la commutation secteur-batteries est plus compliquée et fait appel à un commutateur à deux positions et quatre circuits (S_1 , S_2 , S_3 et S_4). En position « Batteries » (B), le pôle « moins » de la pile de 9 volts se trouve mis à la masse par S_1 et S_2 , l'interrupteur unique I_1 , commandé par le potentiomètre, assurant l'arrêt et la mise en marche.

Une résistance de 40 ohms (R_{10}) se trouve en série avec la pile de 9 volts et peut être court-circuitée à l'aide de l'interrupteur I_2 . Lorsque la pile est neuve, sa tension est trop élevée pour alimenter les filaments, mais aussitôt que la tension de la pile baisse, il suffit de court-circuiter R_{10} pour que la tension de chauffage redevienne normale.

La chaîne des filaments est fortement « compensée » et découplée, mais l'ordre des filaments est un peu inhabituel, la 3S4 occupant la dernière place. La résistance R_{11} dérive le courant cathodique de la 1T4, c'est-à-dire environ 1,5-1,8 mA sur une chute de tension de 6 volts (tension de tous les filaments après 1T4). Sa valeur est donc $6/0,0015 = 4000$ à $6/0,00018 = 3300$ ohms. De même, R_{12} dérive le courant cathodique de la 1S5 sur une chute de tension de 4,5 volts, et R_{13} celui de la 1R5 sur une chute de tension de 3 volts.

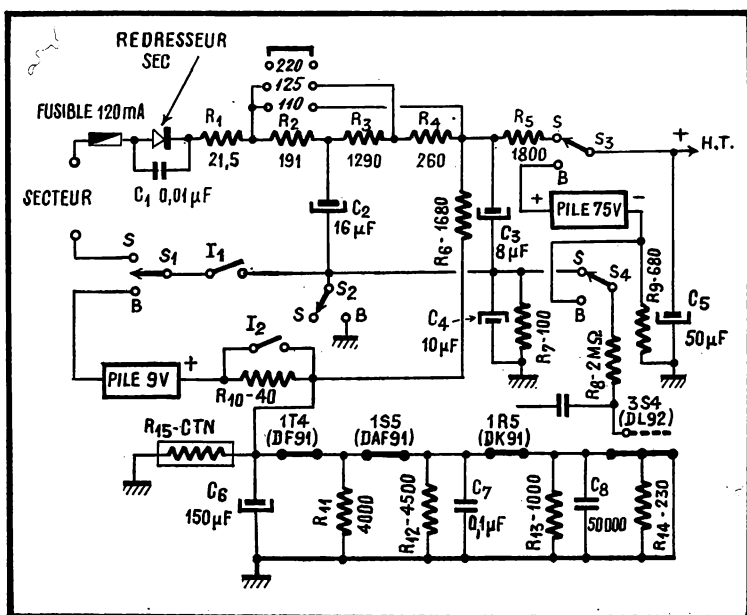


Fig. 157. — Système d'alimentation d'un récepteur mixte à quatre lampes.

La polarisation de la lampe finale est obtenue par chute de tension dans une résistance intercalée dans le retour à la masse du « moins » H.T. Cela oblige à commuter le circuit grille de la 3S4, puisque, sur secteur, la résistance utilisée (R_7) est traversée par le courant redressé total (chauffage et haute tension) et que, de ce fait, sa valeur est relativement faible. Sur batteries, il n'y a que le courant H.T. qui la traverse (R_9) et sa valeur est augmentée en conséquence. On voit qu'il est facile, d'après la valeur de R_9 , d'apprécier la consommation du récepteur en courant H.T., sur batteries. Cette consommation, la polarisation normale étant de — 7 volts, serait donc de $7/680 = 0,0103$ A = 10,3 mA.

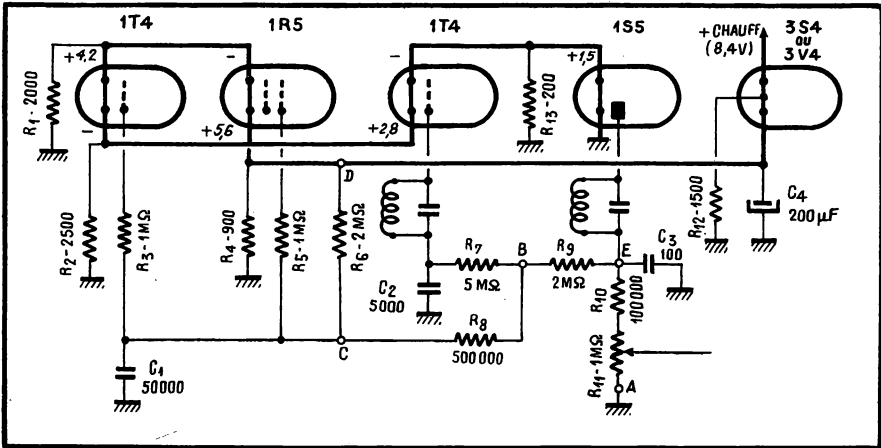


Fig. 158. — Schéma complet du circuit de chauffage d'un récepteur batteries-secteur à filaments connectés en série.

Dernière particularité du récepteur : utilisation d'une résistance CTN pour stabiliser, dans une certaine mesure, la tension de chauffage des filaments (R_{15}), et préserver ces derniers contre les conséquences des variations du secteur. Cette résistance est montée en parallèle sur l'ensemble des filaments, et lorsque la tension après la résistance R_8 croît, le courant à travers R_{15} augmente, cette résistance s'échauffe et sa valeur diminue, dérivant ainsi un courant plus important et maintenant à peu près constante la tension aux bornes de l'ensemble des filaments.

Le schéma de la figure 158 nous montre comment, dans un récepteur mixte à cinq lampes, avec amplificatrice H.F., on assure le retour des différents circuits de grille et comment on « compense » le circuit C.A.V. afin d'assurer à toutes les lampes une polarisation initiale correcte. Cela est obtenu grâce à un diviseur de tension ($R_6 - R_8 - R_9 - R_{10} - R_{11}$), monté sur une différence de potentiel de 5,6 volts environ. Le point B détermine la polarisation de la lampe M. F., tandis que C nous donne celle des lampes H. F. et changeuse de fréquence.

La résistance totale de ce diviseur de tension étant de 5,6 M Ω , le calcul des tensions en B et C est particulièrement facile, puisque cela nous fait 1 volt par megohm. Nous avons donc + 3,6 volts en C et + 3,1 volts en B, chiffres approximatifs, car nous ne tenons pas compte du courant de repos de la diode et de la chute de tension qui en résulte dans les résistances R_{10} et R_{11} . Cette chute de tension, rendant négatif le point E, doit normalement se soustraire des chiffres ci-dessus, ce qui ramène d'ailleurs les choses aux proportions normales, car + 3,1 volts sur la grille de la 1T4, amplificatrice M.F., serait une tension trop élevée, compte tenu du potentiel de son filament.

Pour les autres lampes, dont l'extrémité négative du filament est, respectivement, à + 2,8 volts pour la 1T4 et à + 4,2 volts pour la 1R5, la situation est à peu près normale.

TABLE DES MATIÈRES

INTRODUCTION	5
CHAPITRE I. — GÉNÉRALITÉS.	
1. — Longueurs d'onde et fréquences (unités, répartition des bandes, etc.).....	7
2. — Coefficient de self-induction.....	9
— Branchement des bobines en série et en parallèle	10
— Induction mutuelle.....	11
3. — Coefficient de couplage.....	13
— Couplage inductif	13
— Couplage capacitif.....	13
4. — Capacité.....	14
— Condensateurs en série et en parallèle	16
5. — Circuit oscillant	18
CHAPITRE II. — CALCUL DES CIRCUITS OSCILLANTS ET DES BOBINAGES.	
1. — Comment calculer la self-induction des bobines.....	23
— Bobines d'antenne.....	24
— Bobines d'entrée	25
— Tables numériques.....	27
2. — Calcul des circuits d'un superhétérodyne	28
3. — Calcul des circuits pour bandes étalées.....	30
4. — Calcul du nombre de spires	31
— Qualité que doit posséder une bobine.....	32
— Bobines à une seule couche.....	33
— Bobines à plusieurs couches.....	37
— Bobines avec noyaux magnétiques	39
CHAPITRE III. — STRUCTURE DES DIFFÉRENTS ÉTAGES D'UN RÉCEPTEUR.	
1. — Caractéristiques qualitatives d'un récepteur.....	41
— Puissance de sortie.....	41
— Sensibilité	42
— Sélectivité	43

— Sélectivité sur fréquence-image	44
— Réponse en fréquence (B.F.)	44
— Courbe de fidélité	45
— Coefficient de distorsions non-linéaires	45
— Caractéristique de la C.A.V.	45
— Coefficient de ronflement	46
2. — Circuits d'entrée	46
3. — Etage de changement de fréquence	50
4. — Amplificateurs M.F. et détecteurs	53
5. — Amplificateurs B.F. — Contre-réaction — Déphasage — Tonalité	60
— Contre-réaction	63
— Etage final push-pull	66
— Déphaseurs	68
6. — Indicateurs d'accord	71

CHAPITRE IV. — PIÈCES DÉTACHÉES.

1. — Résistances	72
— Puissance (wattage)	72
— Différents types (bobinées, à couche, agglomérées, miniatures, CTN)	73
— Valeurs standardisées	77
— Marquage et code de couleurs	77
2. — Condensateurs	79
— Caractéristiques qualitatives (résistance électrique, pertes dans diélectrique, stabilité, coefficient de température, résistance d'isolement)	79
— Condensateurs variables à air	80
— Condensateurs variables à diélectrique solide	81
— Condensateurs ajustables	82
— Condensateurs fixes au papier	82
— Condensateurs fixes au mica	84
— Condensateurs fixes à diélectrique céramique	84
— Condensateurs électrochimiques	84
— Marquage des condensateurs	84
3. — Bobinages H.F. (réalisation)	88
— Bobinages pour amplification directe	88
— Bobinages pour superhétérodyne	90
4. — Bobines d'arrêt H.F.	97
5. — Transformateurs	98
— Transformateurs d'alimentation	100
— Calcul simplifié	102
— Transformateurs de liaison	106
— Transformateurs pour microphones	106
— Transformateurs de sortie	106
6. — Inductances à fer	113
7. — Haut-parleurs	115
— Puissance nominale	115
— Sensibilité	115
— Bande de fréquences	115
— Directivité	115
— H.P. électromagnétiques	116
— H.P. électrodynamiques	116
— H.P. piézoélectriques	117
— Branchement de plusieurs H.P.	118

8. — Pick-up	121
— Caractéristiques des différents P.U. (magnétique, piezo, etc.) ..	121
— Branchement	123
9. — Ecouteurs et casques	125

CHAPITRE V. — TUBES RADIO.

1. — Caractéristiques d'un tube. Signification	127
— Coefficient d'amplification	128
— Pente	128
— Résistance interne	128
— Qualité	129
— Résistance de charge	129
— Puissance de sortie	129
— Puissance dissipée maximum	130
2. — Courbes et leur signification	131
— Courbes U_g/I_a triodes	131
— Courbes U_g/I_a penthodes	136
— Courbes U_a/I_a triodes	140
— Courbes U_a/I_a penthodes	142
— Courbes de variation de μ , S et R_i	145
— Courbes $U_g/U_{g2}/I_a$	147
— Courbes $U_g/U_{g2}/S$	148
— Courbes $U_g/I_a/I_{g2}/S/R_i/R_e$ souffle	149
— Courbes $I_{g2}/U_{g2}/U_g$	150
— Courbes spéciales pour changeurs de fréquence	153
— Courbes S_c/U_g	155
— Courbes $U_g/I_a/I_{g2}/\text{Distorsion}/\text{Puissance de sortie}$	156
— Courbes $I_a/I_{g2}/U_a$	157
— Courbes $P_s/\text{Distorsion}/R$ charge	157
— Courbes des valves	159
— Courbes des diodes de détection	161
3. — Utilisation des courbes	162
— Pente dynamique	162
— Droites de charge d'une triode	165
— Résistance de charge minimum	167
— Tension alternative maximum admissible sur la grille	167
— Gain d'un étage et pente dynamique	169
— Résistance de polarisation	170
— Droites de charge d'une penthode	172
— Tension alternative maximum admissible sur la grille	174
— Gain d'un étage et pente dynamique	178

CHAPITRE VI. — SOURCES D'ALIMENTATION.

1. — Piles (caractéristiques, modèles utilisés, utilisation, etc.)	180
2. — Accumulateurs (au plomb, alcalins, capacité, charge, etc.)	184
3. — Alimentation sur secteur	188
— Redresseurs avec transformateur	189
— Redresseurs sans transformateur	191
— Doubleurs de tension	194
— Redresseurs secs	194
4. — Alimentation des récepteurs pour auto	195
— Convertisseurs	197
— Vibreurs	197
5. — Alimentation des récepteurs mixtes piles-secteur	198

LES MEILLEURS LIVRES DE RADIO

- CARACTÉRISTIQUES UNIVERSELLES DES TRANSISTORS.** — Courbes et caractéristiques détaillées, format 21-27.
Types BF (faible puissance) 40 p. **5,40 NF**
Types BF (puissance et moyenne puissance) 40 p. **5,40 NF**
- LE DÉPISTAGE DES PANNES T.V. PAR LA MIRE**, par **W. Sorokine**. — Analyse de la méthode moderne de dépannage télévision par la mire électronique.
48 pages, format 27-21 **7,50 NF**
- GUIDE MONDIAL DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Toutes les caractéristiques présentées d'une manière homogène; types de remplacement; tableaux par fonctions.
56 pages, format 13-21 **5,40 NF**
- LABORATOIRE MODERNE RADIO**, par **F. Haas**. — Nouvel ouvrage remplaçant « Laboratoire Radio » du même auteur. Théorie des mesures, sources de tension, instruments de mesure, voltmètres électroniques, oscillographes cathodiques, étalons d'impédance.
200 pages, format 16-24 **10,80 NF**
- LA TÉLÉVISION?... MAIS C'EST TRÈS SIMPLE!**, par **E. Aisberg**. — Un ouvrage sérieux sous une forme agréable; indispensable aux débutants en télévision.
168 pages, format 18-23 **6 NF**
- LEXIQUE OFFICIEL DES LAMPES RADIO**, par **L. Gaudillat**. — Sous une forme pratique et condensée, toutes les caractéristiques de service, les culottages et équivalences des lampes européennes et américaines.
88 pages, format 13-22 **3,60 NF**
- L'OSCILLOGRAPHIE AU TRAVAIL**, par **F. Haas**. — Suite logique de « Réalisation de l'Oscillographe cathodique ». Méthodes de mesures et interprétation de 252 oscillogrammes originaux relevés par l'auteur.
252 pages, format 13-21 **7,50 NF**
- LA PRATIQUE DES ANTENNES**, par **Ch. Guilbert** (F3LG). — Etude théorique et pratique de tous les types d'antennes.
136 pages, format 16-24 **9 NF**
- RADIO-TUBES**, par **E. Aisberg**, **L. Gaudillat** et **R. de Schepper**. — Une documentation unique donnant instantanément et sans aucun renvoi toutes les valeurs d'utilisation et culottages de toutes les lampes usuelles. Reliure spéciale avec spirale en matière plastique.
168 pages, format 13-22 **7,50 NF**
- RÉALISATION, MISE AU POINT ET DÉPANNAGE DES RÉCEPTEURS A TRANSISTORS**, par **R. Besson**. — Pour ceux qui veulent construire eux-mêmes des récepteurs ou simplement en comprendre le fonctionnement.
64 pages, format 27-21 **7,50 NF**
- SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A TRANSISTORS**, par **R. Besson**. — Amplificateurs pour radio, phono, prothèse auditive, préamplificateurs, interphones, etc.
32 pages, format 21-27 **4,50 NF**
- NOUVEAUX SCHEMAS D'AMPLIFICATEURS B.F. A LAMPES**, par **R. Besson**. — Nouvelle édition refondue. Une gamme complète d'amplificateurs à petite et grande puissance.
48 pages, format 21-27 **5,40 NF**
- SCHÉMATIQUE**, par **W. Sorokine**. — Chacun des ouvrages donne, à l'usage des dépanneurs, les schémas avec valeurs des récepteurs commerciaux de l'année correspondante.
Schématique 58 (80 pages, format 21-27) **9 NF**
Schématique 59 (64 pages, format 21-27) **9 NF**
Schématique 60 (64 pages, format 21-27) **9,60 NF**
- TECHNIQUE ET APPLICATIONS DES TRANSISTORS**, par **H. Schreiber**. — Propriétés, fonctionnement, mesures et utilisations des divers types de semi-conducteurs. Quatrième édition refondue.
236 pages, format 16-24 **12 NF**
- TECHNIQUE DE LA RADIO**, par **M. G. Scroggie**. — Un cours complet d'électronique destiné à ceux qui veulent comprendre l'aspect physique des phénomènes.
245 pages, format 16-24 relié **27 NF**
- TECHNIQUE DE LA RADIOCOMMANDE**, par **P. Bignon**. — Théorie et pratique de la commande par ondes hertziennes des modèles réduits d'avions et de bateaux.
196 pages, format 16-24 **13,50 NF**
- TECHNIQUE DE LA TÉLÉVISION**, par **A. V. J. Martin**.
T. I. — Les récepteurs son et image (368 pages, format 16-24) **15,00 NF**
T. II. — Alimentations et Bases de temps (456 pages, format 16-24) **19,50 NF**
- TECHNIQUE DE L'ÉMISSION-RÉCEPTION SUR ONDES COURTES**, par **Ch. Guilbert** (F3LG). — Le grand spécialiste de l'émission d'amateur fait profiter ses collègues de toute sa vieille expérience. En hors-texte un tableau des codes Q et RST, et une carte murale à projection azimutale.
276 pages, format 16-24 relié **27 NF**
- TÉLÉTUBES**, par **R. Deschepper**. — Une documentation à reliure spirale, d'une présentation identique à celle de Radio-Tubes, donnant toutes les caractéristiques des Tubes-Images, Tubes amplificateurs et Bases de temps. Diodes.
160 pages, format 13-21 **9 NF**
- TÉLÉVISION PRATIQUE**, par **A.-V.-J. Martin**. — Cet ouvrage complète la Technique de la Télévision du même auteur.
Tome I. — Standards et Schémas (244 pages, format 16-24) **15 NF**
Tome II. — Mise au point et dépannage (312 pages, format 16-24) **18 NF**
Tome III. — Equipement et Mesure (344 pages, format 16-24 plus tableau mural dépannage) **21 NF**

MAJORATION DE 10% POUR FRAIS D'EXPÉDITION (minimum 50 fr.)

SOCIÉTÉ DES ÉDITIONS RADIO

9, Rue Jacob — PARIS-VI^e

C. C. P. Paris 1164-34

A-t-on besoin d'un renseignement précis sur telle ou telle pièce détachée, tel ou tel montage ? On peut certes se reporter aux ouvrages techniques dont on dispose et les feuilleter jusqu'à ce qu'on le trouve... On peut aussi se fier à sa mémoire quand ces renseignements seraient trop longs à rechercher, surtout lorsqu'il s'agit d'un nombre ou d'un ordre de grandeur dont on a besoin immédiatement pour un travail déterminé. Mais se fier à sa mémoire entraîne souvent quelques aléas, et de toute façon ne dispense pas de l'obligation de recourir à un calcul plus ou moins long à partir des formules de base, en cas d'application à un cas particulier.

Le plus rationnel est de consulter cet **AIDE-MÉMOIRE** dont le but est, en fait, de rappeler d'une manière intelligente ce que tout technicien dépanneur est censé connaître. La théorie a été réduite au strict minimum ; en revanche, une très large place a été laissée aux notions pratiques et aux tableaux fournissant immédiatement des valeurs, sans que le lecteur ait besoin de calculer quoi que ce soit. De multiples schémas fournissent de nombreux exemples d'application.

Après les chapitres concernant le calcul des circuits oscillants et des bobines, la structure des différents étages d'un récepteur et toutes les pièces détachées (structure et emploi), l'auteur a estimé nécessaire d'insister tout particulièrement sur les caractéristiques et les courbes des lampes, et sur leur utilisation. Un dernier chapitre traite des différentes sources d'alimentation.

Ouvrage pratique, ouvrage technologique, cet **AIDE-MÉMOIRE** est le type même du livre à consulter toutes les fois qu'un problème technique se pose à vous.